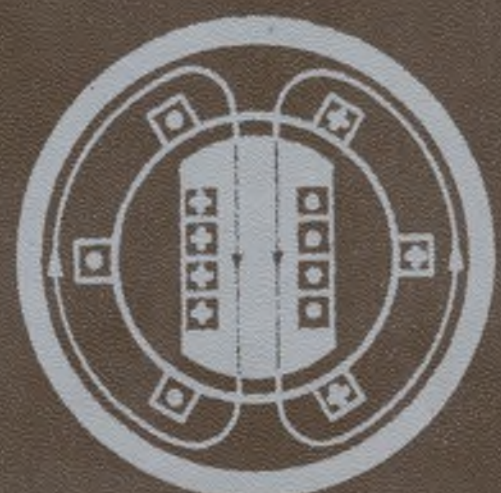
621.313
И 20

А.В. Иванов-Смоленский

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Для студентов вузов



А. В. ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования [redacted] в качестве учебника для студентов электромеханических и энергетических специальностей вузов

БИБЛИОТЕКА
Бух ТИ
№ У/3579/3

МОСКВА ЭНЕРГИЯ 1980

ББК 31.261
И20
УДК 621.313(075.8)

Иванов-Смоленский А. В.

И20 Электрические машины: Учебник для вузов. — М.: Энергия, 1980. — 928 с., ил.

В пер.: 2 р. 40 к.

Рассматриваются принципы устройства и основные вопросы теории и конструкции электрических машин, дается анализ установившихся и переходных процессов. Теория электрических машин построена на основе общей теории электромеханического преобразования энергии. При этом особое внимание уделено анализу энергетических соотношений в машинах и их параметров, что является большим достоинством этой книги по сравнению с ранее изданными учебниками по электрическим машинам.

Для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей вузов и может быть использована инженерами электротехнических специальностей.

И $\frac{30307\text{-}280}{051(01)\text{-}80}$ 112-80. 2302030000

ББК 31.261
6П2.1.081

© Издательство «Энергия», 1980 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В книге принята последовательность изложения материала, характерная для Московской школы электромеханики, впервые принятая Г. Н. Петровым: трансформаторы, асинхронные машины, синхронные машины, машины постоянного тока, коллекторные и вентильные машины переменного тока. Общие вопросы теории, общие вопросы конструкции и переходные процессы в электрических машинах вынесены в отдельные разделы.

Электромагнитные процессы в электрических машинах рассмотрены в разделе «Общие вопросы теории электрических машин» с позиций электромеханического преобразования энергии. Это дало возможность распространить полученное математическое описание электромагнитных процессов не только на обычные, но и на любые другие принципиально возможные исполнения электрических машин и дать классификацию электрических машин по конфигурации магнитопроводов и расположению обмоток.

Наряду с активными частями, в которых происходит электромеханическое преобразование энергии, всякая электрическая машина содержит конструктивные части, которые предназначены для подведения электрической и механической энергии к зоне преобразования и удаления потерь энергии. Поэтому в книге уделено необходимое внимание не только электромагнитным процессам электромеханического преобразования энергии, но и сопутствующим процессам, связанным с конструктивным обеспечением этого преобразования (тепловым, аэродинамическим, гидравлическим и механическим процессам).

Ввиду важности перечисленных сопутствующих процессов, особенно для современных высокоиспользованных машин, в книгу введен раздел «Общие вопросы конструкции электрических машин».

В разделе «Переходные процессы» приведены элементы теории обобщенной машины, дан вывод дифференциальных уравнений асинхронной и синхронной машин в осях d, q, 0 и α, β, 0 и их преобразование к виду, удобному для расчетов на ЭВМ. Рассмотрены важнейшие переходные процессы в машинах переменного тока.

В разделах курса, посвященных теории и конструкции отдельных видов электрических машин (асинхронных, синхронных, постоянного тока), наиболее подробно рассматривается их обычное исполнение. Кроме того, в конце каждого такого раздела излагаются принципы действия и устройство наиболее распространенных специальных исполнений.

Математическое описание электромагнитных процессов обычных машин переменного тока составлено с использованием современного математического аппарата через результирующие комплексные функции величин электрических цепей или через их проекции на оси пространственной комплексной плоскости. Запись уравнений и объяснение физических явлений в двух основных разновидностях машин переменного тока (асинхронных и синхронных машинах) по-возможности унифицированы. Это касается выражений для электромагнитного момента, электромагнитной активной и реактивной мощностей, подхода к расчету магнитной цепи с учетом насыщения, расчету индуктивных параметров и др.

Несколько большее внимание, чем в других учебниках, уделено вентильным электрическим машинам, которые получают все более широкое применение. Коллекторные машины переменного тока в связи с их ограниченным распространением как в СССР, так и за рубежом, рассмотрены кратко.

В связи с появлением новых исследований более строго учтено влияние зубчатости магнитопроводов на высшие гармонические магнитной индукции в зазоре. Внесены элементы методической новизны в изложение таких вопросов, как вывод формул для МДС, ЭДС, электромагнитных сил, электромагнитного момента, расчет характеристик синхронных машин и машин постоянного тока; вывод уравнений синхронной явнополюсной машины в осях d, q 0; рассмотрение переходных процессов короткого замыкания синхронного генератора и включение асинхронного двигателя, анализ явлений в однофазных двигателях и др.

Исторические сведения об отдельных видах электрических машин и трансформаторов даны в начале соответствующих разделов.

Параграфы и текст, которые при первом чтении книги могут быть опущены без нарушения целостности изложения, набраны мелким шрифтом.

Автор выражает сердечную благодарность рецензентам проф., докт. техн. наук В. В. Хрущеву, сотрудникам кафедры электрических машин НПИ и ее заведующему проф., докт. техн. наук Е. М. Синельникову за сделанные ими ценные замечания. Он весьма признателен инженеру К. Г. Ивановой-Смоленской за помощь в оформлении рукописи и редактору доц., канд. техн. наук Г. С. Тамояну за большую работу по редактированию книги.

Все замечания по книге автор примет с благодарностью и просит направлять их по адресу: 113114. Москва, М-114, Шлюзовая наб., д. 10, изд-во «Энергия».

Автор

ВВЕДЕНИЕ

В-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Использование природных ресурсов немыслимо без преобразования одних видов энергии в другие. Устройства для такого преобразования энергии, выполняющие механические движения, называются энергетическими машинами. Например, с помощью тепловой машины преобразуют тепловую энергию, высвобождающуюся при сгорании топлива, в механическую энергию. Тот же термин применяется для устройства, которое преобразует энергию с одними параметрами в энергию того же вида с другими параметрами. Так, гидравлической называют машину, которая служит для преобразования механической энергии поступательно перемещающегося потока жидкости в механическую энергию, передаваемую через вращающийся вал.

Значительная часть энергии, запасенной в природе в виде химической энергии, ядерной энергии, энергии движения рек и морей, энергии ветра и энергии излучения солнца, преобразуется в современном мире в электрическую энергию. Целесообразность такого преобразования связана с тем, что электрическую энергию во многих случаях с малыми затратами можно передать на большие расстояния, распределить между потребителями и снова преобразовать в механическую, тепловую или химическую энергию. Однако непосредственное преобразование тепловой, химической или атомной энергии в электрическую используется в очень ограниченных масштабах, так как на современном этапе развития техники оно не может быть осуществлено с достаточно малыми потерями и требует больших капитальных затрат. Поэтому предварительно энергия всех видов преобразуется в механическую с помощью тепловых или гидравлических машин и лишь затем преобразуется в электрическую энергию.

Машины, совершающие преобразование механической энергии в электрическую или обратное преобразование, называются электрическими машинами. От других электромеханических преобразователей электрические машины отличаются тем, что в них за редким исключением совершается однонаправленное непрерывное преобразование.

Электрическая машина, предназначенная для преобразования механической энергии в электрическую, носит название «генератор». Электрическая машина, предназначенная для обратного преобразо-

вания, называется «двигателем». Электрические машины обратимы. С помощью любой электрической машины может совершаться электромеханическое преобразование в двух возможных направлениях. Если к подвижной части электрической машины подводится механическая энергия, она работает в режиме генератора электрической энергии. Если к машине подводится электрическая энергия, ее подвижная часть совершает механическую работу.

Электрическая машина представляет собой электромагнитную систему, которая состоит из взаимосвязанных магнитной и электрических цепей. Магнитная цепь включает неподвижный и подвижный магнитопроводы из магнитного материала и немагнитный воздушный зазор, отделяющий их друг от друга. Электрические цепи — в виде двух или нескольких обмоток — могут перемещаться одна относительно другой совместно с магнитопроводами, на которых они размещены.

Электромеханическое преобразование энергии в электрических машинах основано на явлении электромагнитной индукции и связано с электродвижущими силами (ЭДС), которые индуктируются в процессе периодического изменения магнитного поля, происходящем при механическом перемещении обмоток или элементов магнитопровода.

Электрические машины, действие которых основано на законе электромагнитной индукции, называются индуктивными. Это же явление положено в основу работы индуктивных преобразователей, предназначенных для преобразования электрической энергии с одними значениями параметров (током, напряжением, частотой) в электрическую энергию с другими значениями параметров. Простейшим и наиболее распространенным индуктивным преобразователем, с помощью которого переменный ток одного напряжения преобразуется в переменный ток другого напряжения, является трансформатор. Его обмотки и магнитопровод взаимно неподвижны, и процесс периодического изменения магнитного поля, в результате которого в обмотках индуктируются ЭДС, осуществляется в трансформаторе электрическим путем.

Индуктивные преобразователи электрической энергии, в которых имеются движущиеся части, называются электромашинными преобразователями. По своему устройству и принципу действия они по существу ничем не отличаются от электрической машины. Более того, в ряде случаев они одновременно осуществляют и электромеханическое преобразование. Поэтому, имея в виду расширенное понимание термина «машина», следует считать и трансформаторы, и электромашинные преобразователи особым видом индуктивных электрических машин.

Наряду с индуктивными электрическими машинами в некоторых специальных установках применяются так же так называемые емкостные электрические машины, в которых электромеханическое преобразование энергии основано на явлении электростатической индукции и связано с периодическим измене-

нием электрического поля в конденсаторе с взаимно перемещающимися электродами. Однако такие машины по своим массо-габаритным и стоимостным показателям не могут конкурировать с индуктивными машинами и в промышленном электромеханическом преобразовании энергии вообще не используются.

Электрическая машина как преобразователь энергии является важнейшим элементом любой энергетической или промышленной установки. Она находит широкое применение в качестве генератора, двигателя или преобразователя на электрических станциях, промышленных и сельскохозяйственных объектах, в железнодорожном, автомобильном и электрифицированном городском транспорте, в авиации. Все более расширяется применение электрических машин в системах автоматического управления и регулирования. Электрические машины могут быть рассчитаны для работы с сетью переменного или постоянного тока. В соответствии с этим они делятся на машины переменного тока и машины постоянного тока.

В-2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

Электромагнитная схема простейшего однофазного двухобмоточного трансформатора показана на рис. В-1. Такой трансформатор состоит из обмоток *1* и *2* с числами витков w_1 и w_2, охватывающих магнитопровод. Для усиления магнитной связи между обмотками магнитопровод выполняется замкнутым и набирается из листов электротехнической стали, обладающей высокой относительной магнитной проницаемостью μ_r. Толщина листов выбирается небольшой, чтобы индуктированные в них вихревые токи не оказывали заметного влияния на изменение магнитного поля с заданной угловой частотой ω. Если одну из обмоток, например *2*, разомкнуть, а другую *1* присоединить к источнику синусоидального переменного тока частотой $f = \omega/2\pi$ с напряжением $u_1 = \sqrt{2}U_1 \cos \omega t$, где U_1 — действующее значение напряжения, то в обмотке возникнет переменный ток $i_1 = i_0$, определяемый уравнением ее электрической цепи

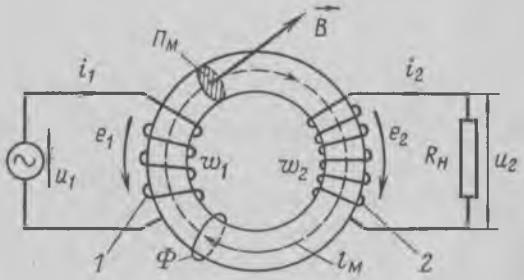


Рис. В-1. Электромагнитная схема трансформатора.

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_0, \qquad \text{(В-1)}$$

где R_1 — активное сопротивление обмотки *1*;

$e_1 = -\frac{d\Psi_{11}}{dt}$ — ЭДС самоиндукции;

$\Psi_{11} = w_1\Phi$ — потокосцепление;

$\Phi = B\Pi_м$ — магнитный поток;

B и $\Pi_м$ — магнитная индукция и сечение магнитопровода.

Полагая $\mu_r = \text{const}$ и используя закон полного тока для магнитной цепи

$$\oint H_l\,dl = \oint \frac{B\,dl}{\mu_r\mu_0} = \frac{\Phi}{\Lambda_\mu} = i_0 w_1, \qquad \text{(В-2)}$$

где $\Lambda_\mu = \mu_r\mu_0\Pi_м/l_м$ — магнитная проводимость магнитопровода;

$l_м$ — его длина,

нетрудно найти индуктивность обмотки *1*

$$L_{11} = \frac{w_1\Phi}{i_0} = w_1^2\Lambda_\mu$$

и взаимную индуктивность

$$L_{12} = w_2\Phi/i_0 = w_1 w_2\Lambda_\mu$$

и выразить через них потокосцепления

$$\Psi_{11} = i_0 L_{11}, \quad \Psi_{21} = i_0 L_{12}$$

и ЭДС

$$e_1 = -L_{11}\frac{di_0}{dt}.$$

Тогда с помощью (В-1), пренебрегая членом $R_1 i_0$, получим намагничивающий ток $i_0 = \sqrt{2}\,I_0 \cos(\omega t - \pi/2)$, который образует переменное магнитное поле с потоком $\Phi = i_0 w_1\Lambda_\mu$. В результате изменения потока Φ, сцепленного с обмоткой *2*, в ней возникнет синусоидальная ЭДС взаимной индукции

$$e_2 = -\frac{d\Psi_{21}}{dt} = -L_{12}\frac{di_0}{dt},$$

и эта обмотка может быть использована как источник переменного тока той же частоты f, но другого напряжения $u_2 = e_2$.

Отношение мгновенных (e) и действующих (E) значений ЭДС обмоток *1* и *2*, а также действующих значений напряжений оказывается пропорциональным отношению чисел их витков, называемым коэффициентом трансформации:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}. \qquad \text{(В-3)}$$

Таким образом, если задано напряжение U_1, то с помощью (В-3) всегда можно подобрать такие числа витков w_1 и w_2, при которых напряжение U_2 имеет требуемое значение. Если обмотку *2* использовать как источник переменного тока, замкнув ее на сопротивление нагрузки $R_н$, то под действием ЭДС e_2 в ней возникнет переменный синусоидальный ток $i_2 = e_2/(R_н + R_2)$, который определяется

из уравнения напряжений для образовавшейся электрической цепи [1]

$$e_2 = R_2 i_2 + u_2, \tag{В-4}$$

где $u_2 = R_н i_2$.

Появление тока i_2 вызовет соответствующее изменение тока i_1. Для определения соотношения между токами i_1 и i_2 нужно еще раз воспользоваться законом полного тока, записывая его по аналогии с (В-2) и имея в виду, что в нагруженном трансформаторе обе обмотки принимают участие в образовании магнитного потока

$$\oint H_l\, dl = \frac{\Phi}{\Lambda_\mu} = i_1 w_1 + i_2 w_2. \tag{В-5}$$

Кроме того, записав уравнение для цепи обмотки *1*

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_1 \tag{В-6}$$

и пренебрегая, как в (В-1), членом $R_1 i_1$, приходим к заключению, что при нагрузке ЭДС e_1 остается почти такой же, как при разомкнутой обмотке *2*. А это означает, что e_1 индуктируется в результате изменений такого же потока Φ и такого же намагничивающего тока i_0 в обмотке *1*, как при разомкнутой обмотке *2*. На этом основании можно приравнять правые части (В-1) и (В-5) и утверждать, что сумма МДС обмоток *1* и *2* равна МДС от намагничивающего тока i_0 в обмотке *1*

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_0 w_1. \tag{В-7}$$

В достаточно нагруженном трансформаторе с замкнутым магнитопроводом МДС $i_0 w_1$ весьма мала $|\, i_0 w_1 \,| \ll |\, i_1 w_1 \,| \approx |\, i_2 w_2 \,|$ и, не делая заметной ошибки, можно положить $i_0 w_1 = 0$. При этом допущении токи в обмотках направлены таким образом, что их МДС взаимно уравновешиваются:

$$i_2 = -i_1 \frac{w_1}{w_2}. \tag{В-8}$$

Из (В-8) следует, что отношения мгновенных абсолютных $|\, i \,|$ и действующих (I) значений токов обмоток *1* и *2* обратно пропорциональны отношению чисел их витков

$$\frac{|\, i_1 \,|}{|\, i_2 \,|} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1}. \tag{В-9}$$

Используя (В-3), (В-4), (В-6), (В-8) и пренебрегая потерями на перемагничивание магнитопровода и мощностью на изменение энергии магнитного поля, рассмотрим баланс мгновенных мощностей в трансформаторе. Из сети в обмотку *1* поступает мощность $p_1 = u_1 i_1 = -e_1 i_1 + R_1 i_1^2$. Часть этой мощности $R_1 i_1^2$ выделяется в виде тепла в обмотке *1*, другая ее часть $-e_1 i_1 = e_2 i_2$ передается

[1] Здесь, а также в (В-6), не учитываются ЭДС, индуктированные полями рассеяния.

посредством электромагнитного поля в обмотку *2*. Мощность $e_2 i_2 = R_2 i_2^2 + u_2 i_2$, поступающая в обмотку *2*, частично выделяется в ней в виде теплоты ($R_2 i_2^2$), а оставшаяся ее часть передается нагрузке ($u_2 i_2$).

В-3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

Электромагнитная схема простейшей вращающейся электрической машины показана на рис. В-2. Она состоит из двух основных элементов: неподвижного статора и вращающегося ротора. Сердечник *4* статора неподвижно укреплен на фундаменте. Сердечник *3* ротора насажен на вал *5* и имеет возможность вращаться вместе с ним в подшипниках, сохраняя соосное положение по отношению к статору. В диаметрально расположенных углублениях — пазах на цилиндрической поверхности сердечника *3* ротора помещается обмотка *1*, состоящая из одной катушки с числом витков w_1; в диаметрально расположенных пазах магнитопровода *4* статора размещена обмотка *2*, также состоящая из одной катушки с числом витков w_2.

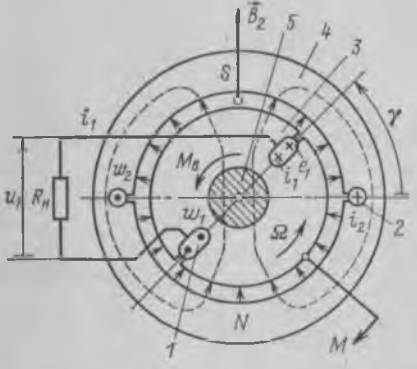


Рис. В-2. Электромагнитная схема простейшей электрической машины в режиме генератора ($i_1 > 0$, $M < 0$).

Для усиления магнитной связи между обмотками магнитопроводы статора и ротора набирают из кольцеобразных пластин электротехнической стали, обладающей высокой магнитной проницаемостью. С той же целью катушки размещают в пазах магнитопроводов, а не на их наружной поверхности. При такой конструкции воздушный зазор между статором и ротором можно выбрать минимально допустимым и получить достаточно малое сопротивление магнитной цепи.

С помощью вала *5* ротор сопрягается с другой машиной, с которой он обменивается механической энергией (отдает в режиме двигателя и получает в режиме генератора). Обмотка статора *2* и обмотка ротора *1* присоединены к электрическим сетям с напряжениями u_2 и u_1. В режиме двигателя из этих сетей (или одной из них) в машину поступает электрическая энергия; в режиме генератора в эти сети (или одну из них) машина генерирует электрическую энергию.

Электромеханическое преобразование энергии в машине связано с ЭДС, которые индуктируются в обмотках вследствие изменения их взаимного расположения в пространстве. Предположим сначала, что в обмотке *2* имеется постоянный ток $i_2 = \text{const}$, а обмотка *1* разомкнута и $i_1 = 0$. В этом случае образуется неподвиж-

ное магнитное поле, северный полюс N которого занимает нижнюю часть магнитопровода статора, а южный S — верхнюю.

Считая магнитную проницаемость стали магнитопроводов статора и ротора μ_{ac} бесконечно большой по сравнению с магнитной проницаемостью воздушного зазора, равной μ_0 ($\mu_{ac} \gg \mu_0$), можно пренебречь разностью магнитных потенциалов на магнитопроводе и, записав закон полного тока для любого контура, охватывающего ток $i_2 w_2$ катушки *2* (например, контура, показанного пунктиром на рис. В-2),

$$\oint H_l \, dl = \frac{B_2 \cdot 2\delta}{\mu_0} = i_2 w_2,$$

найти индукцию магнитного поля обмотки *2* в зазоре

$$B_2 = \frac{\mu_0 i_2 w_2}{2\delta}, \qquad \text{(В-10)}$$

где δ — длина зазора.

Потокосцепление Ψ_{12} этого поля с обмоткой *1* зависит от угла γ, характеризующего ее положение по отношению к обмотке *2*. При $\gamma = 0$ потокосцепление имеет максимальное положительное значение

$$\Psi_{12m} = B_2 \tau l w_1, \qquad \text{(В-11)}$$

где l — длина магнитопровода в осевом направлении; $\tau = \pi R$ — длина полюсного деления.

При повороте ротора на угол γ, лежащий в пределах $0 < \gamma < \pi$, потокосцепление линейно изменяется в функции угла γ

$$\Psi_{12} = \Psi_{12m}\left(1 - \frac{2\gamma}{\pi}\right), \qquad \text{(В-12)}$$

при $\gamma = \pi/2$ становится равным нулю ($\Psi_{12} = 0$), а при $\gamma = \pi$ достигает наибольшего отрицательного значения ($\Psi_{12} = -\Psi_{12m}$). В дальнейшем потокосцепление линейно увеличивается в функции угла γ

$$\Psi_{12} = -\Psi_{12m}\left(3 - \frac{2\gamma}{\pi}\right) \qquad \text{(В-13)}$$

и при $\gamma = 2\pi$ завершает период своего изменения.

Аналогичным образом изменяется взаимная индуктивность $L_{12} = \Psi_{12}/i_2$ между обмотками:

$$\left.\begin{aligned} L_{12} &= L_{12m}\left(1 - \frac{2\gamma}{\pi}\right) \text{ при } 0 < \gamma < \pi; \\ L_{12} &= -L_{12m}\left(3 - \frac{2\gamma}{\pi}\right) \text{ при } \pi < \gamma < 2\pi, \end{aligned}\right\} \qquad \text{(В-14)}$$

где $L_{12m} = \frac{\mu_0 w_1 w_2 l \tau}{2\delta}$ — максимальная взаимная индуктивность между обмотками.

При вращении ротора с угловой скоростью Ω угол $\gamma = \Omega t$ линейно увеличивается и в результате его изменения в обмотке *1* индуктируется ЭДС

$$e_1 = -\frac{d\Psi_{12}}{dt} = -i_2\frac{dL_{12}}{dt} = -i_2\Omega\frac{dL_{12}}{d\gamma}, \qquad \text{(В-15)}$$

называемая ЭДС вращения.

Как видно, ЭДС вращения пропорциональна току, угловой скорости и производной взаимной индуктивности по углу поворота ротора. Из (В-14) и (В-15) следует, что

$$e_1 = \frac{2}{\pi}L_{12m}i_2\Omega \quad \text{при} \quad 0 < \gamma < \pi;$$

$$e_1 = -\frac{2}{\pi}L_{12m}i_2\Omega \quad \text{при} \quad \pi < \gamma < 2\pi.$$

При этом знак (+) означает, что направление ЭДС совпадает с положительным направлением тока в катушке *1*; знак (—), что оно противоположно (за положительные принимаются такие токи в обмотках *1* и *2*, которые при $\gamma = 0$ создают магнитные поля, направленные снизу вверх, как на рис. В-2).

Таким образом, в обмотке *1* простейшей машины при $i_2 = \text{const}$ индуктируется переменная ЭДС прямоугольной формы. Период изменения потокосцепления, взаимной индуктивности и ЭДС соответствует повороту ротора на угол 2π. Он равен $T = 2\pi/\Omega$, откуда частота их изменения

$$f = \frac{\Omega}{2\pi}. \qquad \text{(В-16)}$$

Используя (В-10), (В-14), можно ЭДС вращения по (В-15) выразить через индукцию B_2 магнитного поля в зазоре

$$e_1 = 2B_2lvw_1 \quad \text{при} \quad 0 < \gamma < \pi,$$

где $v = R\Omega$ — линейная окружная скорость на середине зазора. Поэтому направление ЭДС e_1 можно определить не только по (В-15), используя по существу «правило Ленца», но и с помощью «правила правой руки». Оба подхода, разумеется, дадут один и тот результат (рис. В-2).

Если теперь замкнуть обмотку *1*, обладающую внутренним активным сопротивлением R_1, на сопротивление нагрузки $R_н$, то в образовавшейся электрической цепи появится переменный ток

$$i_1 = \frac{e_1}{R_н + R_1}, \qquad \text{(В-17)}$$

который будет изменяться с той же частотой, что и ЭДС, т. е. с частотой f.

При этом в обмотке *1* будет генерироваться электрическая мощность

$$e_1i_1 = -i_1i_2\Omega\frac{dL_{12}}{d\gamma} = (u_1 + R_1i_1)\,i_1. \qquad \text{(В-18)}$$

Часть этой мощности $R_1 i_1^2$ выделится в виде теплоты в обмотке *1*; оставшаяся часть $p_1 = u_1 i_1 = R_н i_1^2$ будет отдана нагрузке. Напряжение $u_1 = R_н i_1$ на выводах обмотки *1*, совпадающее с напряжением нагрузки, также изменяется с частотой f. При принятом допущении $i_2 = \text{const}$ обмотка *2* питается от источника постоянного тока с напряжением $u_2 = i_2 R_2$. Поступающая в нее мощность $p_2 = u_2 i_2$ не подвергается электромеханическому преобразованию и полностью превращается в тепло.

В результате взаимодействия магнитного поля тока i_2 с током i_1 на ротор будет действовать электромагнитный момент M. Для определения момента M можно исходить из того, что его работа при повороте ротора на малый угол $d\gamma$ равна изменению энергии магнитного поля dW за счет изменения взаимной индуктивности dL_{12} при $i_1 = \text{const}$ и $i_2 = \text{const}$, т. е.

$$M\,d\gamma = dW = i_1 i_2\,dL_{12},$$

откуда

$$M = i_1 i_2 \frac{dL_{12}}{d\gamma}. \qquad \text{(В-19)}$$

Если приращение угла $d\gamma$ взято в направлении вращения, то положительный момент по (В-19) направлен в сторону вращения, отрицательный — в обратную сторону. В генераторном режиме, как показано на рис. В-2, момент $M < 0$. Используя (В-10) и (В-14), можно выразить электромагнитный момент и через индукцию B_2 магнитного поля в зазоре

$$|M| = 2B_2 l i_1 w_1 R. \qquad \text{(В-20)}$$

Для определения направления тангенциальной электромагнитной силы $F = 2B_2 l i_1 w_1$ и момента M по (В-20) нужно воспользоваться «правилом левой руки». Для генераторного режима это сделано на рис. В-2.

В установившемся режиме, когда ротор вращается с постоянной скоростью Ω, электромагнитный момент M должен быть уравновешен внешним моментом $M_в$

$$M_в = -M = -i_1 i_2 \frac{dL_{12}}{d\gamma}. \qquad \text{(В-21)}$$

При этом через вал к ротору машины должна быть подведена механическая мощность

$$M_в \Omega = -i_1 i_2 \Omega \frac{dL_{12}}{d\gamma}, \qquad \text{(В-22)}$$

которая преобразуется в равную ей электрическую мощность $e_1 i_1$ по (В-18). Благодаря тому, что при $0 < \gamma < \pi$ токи $i_2 > 0$, $i_1 > 0$ и $dL_{12}/d\gamma < 0$, а при $\pi < \gamma < 2\pi$ токи $i_2 > 0$, $i_1 < 0$ и $dL_{12}/d\gamma > 0$, мощность по (В-22) положительна ($M_в \Omega > 0$) не только при поло-

жении ротора, показанном на рис. В-2, но и при любом другом его положении. Это означает, что простейшая электрическая машина осуществляет однонаправленное электромеханическое преобразование энергии (в данном случае в режиме генератора).

Та же простейшая машина может работать двигателем, преобразуя электрическую энергию в механическую. Для осуществления этого режима нужно присоединить обмотку *1* к сети с таким переменным напряжением u_1, изменяющимся с частотой f, чтобы переменный ток i_1 всегда был направлен противоположно ЭДС e_1 (рис. В-3). Записав для образовавшейся электрической цепи уравнение напряжений

$$u_1 = -e_1 + R_1 i_1$$

и умножив его на i_1, получим мощность, поступающую из сети в обмотку *1*:

$$u_1 i_1 = -e_1 i_1 + R_1 i_1^2.$$

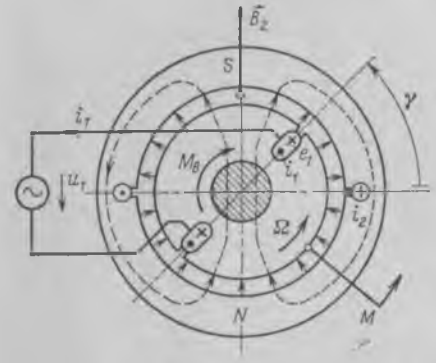


Рис. В-3. Электромагнитная схема простейшей электрической машины в режиме двигателя ($i_1 < 0$, $M > 0$).

Часть этой мощности $R_1 i_1^2$ выделяется в виде теплоты в обмотке *1*, остальная ее часть

$$-e_1 i_1 = i_1 i_2 \Omega \frac{dL_{12}}{dt}$$

преобразуется в механическую мощность

$$M\Omega = i_1 i_2 \Omega \frac{dL_{12}}{dt},$$

передаваемую от ротора через вал машине-орудию. С помощью рекомендованных выше правил можно убедиться в том, что момент в режиме двигателя положителен ($M > 0$) и направлен в сторону вращения.

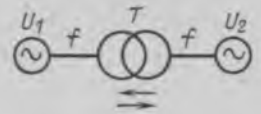
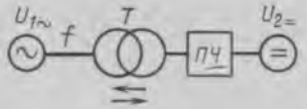
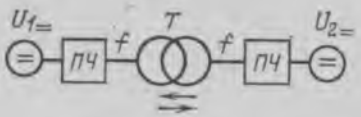
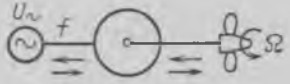
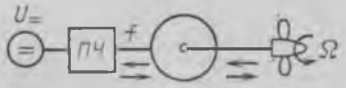
Таким образом, простейшая электрическая машина обратима, т. е. она может работать и генератором, и двигателем. Принцип обратимости электрических машин был установлен русским академиком Э. Х. Ленцем в 1833 г. Этот принцип применим к любой электрической машине.

В-4. КЛАССИФИКАЦИЯ ИНДУКТИВНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ (ТРАНСФОРМАТОРОВ, ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ)

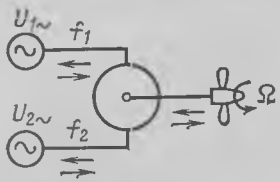
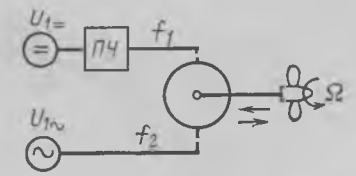
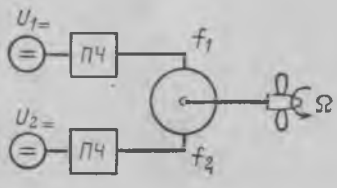
Проведенный в § В-2 и В-3 анализ простейших электромагнитных схем индуктивных преобразователей показал, что и трансформатор и простейшая электрическая машина могут преобразовывать

Таблица В-1

Классификация индуктивных преобразователей энергии по их функциональному назначению

Наименование	Структурная схема	Функциональное назначение
Трансформатор		Преобразование переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения
Преобразователь переменного тока в постоянный (выпрямитель)		Преобразование переменного тока в постоянный (или обратное преобразование)
Преобразователь постоянного тока		Преобразование постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения
Электрическая машина переменного тока		Преобразование электрической энергии переменного тока в механическую энергию (или обратное преобразование)
Электрическая машина постоянного тока (вентильная или коллекторная)		Преобразование электрической энергии постоянного тока в механическую энергию (или обратное преобразование)

Продолжение табл. В-1

Наименование	Структурная схема	Функциональное назначение
Электромашинный преобразователь переменного тока (или электрическая машина двойного питания)		Преобразование электрической энергии переменного тока частоты f_1 в электрическую энергию переменного тока частоты $f_2 \neq f_1$ и в механическую энергию (или преобразование в любом другом направлении)
Электромашинный преобразователь переменного тока в постоянный		Преобразование электрической энергии переменного тока частоты f_1 в электрическую энергию постоянного тока и в механическую энергию (или преобразование в любом другом направлении)
Электромашинный преобразователь постоянного тока		Преобразование электрической энергии постоянного тока одного напряжения U_1 в электрическую энергию постоянного тока другого напряжения $U_2 \neq U_1$ и в механическую энергию (или преобразование в любом другом направлении)

только электрическую энергию переменного тока, которая поступает из сети с переменным напряжением, изменяющимся с частотой f.

Для того чтобы преобразовать с помощью трансформатора или электрической машины электрическую энергию постоянного тока, нужно превратить ее с помощью преобразователя частоты (ПЧ) того или иного типа в электрическую энергию переменного тока. Такой преобразователь может быть полупроводниковым, а в электрических машинах — также и механическим (в виде коллектора, пластины которого соединены с катушками вращающейся обмотки, и неподвижных щеток, касающихся пластин).

Рассматривая индуктивный преобразователь в сочетании с преобразователем частоты как единое преобразовательное устройство, выполняющее определенные функции, можно наметить классификацию этих устройств по их функциональному назначению (табл. В-1).

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ТРАНСФОРМАТОРЫ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНСФОРМАТОРАХ

1-1. НАЗНАЧЕНИЕ, ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ И НОМИНАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформатором называется статический индуктивный преобразователь, имеющий две или больше индуктивно связанных взаимно неподвижных обмоток и предназначенный для преобразования посредством электромагнитной индукции параметров электрической энергии переменного тока (напряжения, тока, частоты, числа фаз).

Электрическая энергия переменного тока подводится к первичной обмотке трансформатора от сети с числом фаз m_1, фазным напряжением U_1 и частотой f_1 и передается во вторичную обмотку с числом фаз m_2, фазным напряжением U_2 и частотой f_2 посредством магнитного поля. В большинстве случаев с помощью трансформатора преобразуются только напряжения $U_2 \neq U_1$ и токи $I_2 \neq I_1$ без изменения частоты и числа фаз.

Обычно электрическое соединение между первичной и вторичной обмотками в трансформаторе отсутствует и энергия из одной обмотки в другую передается только за счет магнитной связи между ними.

Трансформатор, имеющий две однофазные или многофазные электрически не связанные между собой обмотки (рис. 1-1, *а* или 1-2), называется двухобмоточным; трансформатор, имеющий три или более (рис. 1-1, *б*) электрически не связанные обмотки — трехобмоточным или многообмоточным (см. § 10-1).

Особой разновидностью трансформатора является автотрансформатор, в котором часть энергии из первичной сети во вторичную передается электрическим путем (см. § 10-2) за счет электрической связи между обмотками.

Однофазная или многофазная обмотка, потребляющая энергию из сети, называется первичной. При направлениях преобразования энергии, показанных на рис. 1-1 и 1-2, обмотки *1* — первичные.

Обмотка, отдающая энергию в сеть, называется вторичной (обмотки *2* и *3* на рис. 1-1, обмотка *2* на рис. 1-2). Многообмоточный трансформатор может иметь несколько первичных и вторичных

обмоток (трансформатор по рис. 1-1, *б* имеет две вторичных обмотки *2* и *3*).

Многофазные обмотки образуются из соединенных в звезду или многоугольник фазных обмоток, число которых равно числу фаз сети. Каждая из фазных обмоток представляет собой многовитковую катушку, располагающуюся на отдельном стержне магнитопровода.

В зависимости от числа фаз различают однофазные (рис. 1-1, *а*, *б*), трехфазные (рис. 1-2) и многофазные трансформаторы.

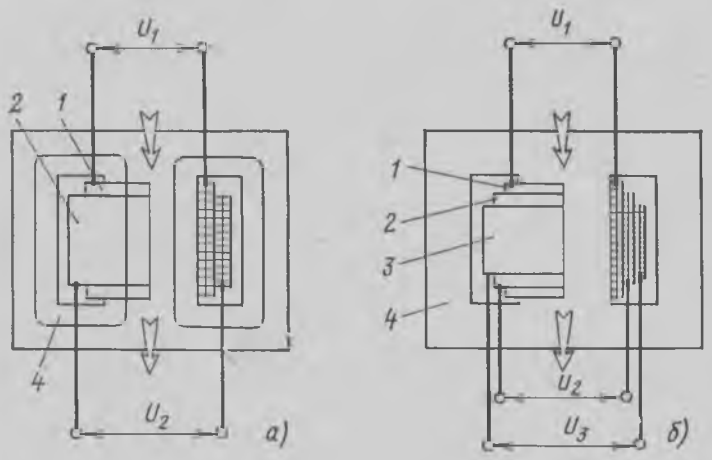


Рис. 1-1, Однофазные двухобмоточный (*а*) и трехобмоточный (*б*) трансформаторы.
1 — первичная обмотка; *2* — вторичная обмотка; *3* — вторичная обмотка; *4* — магнитопровод.

Трансформатор как преобразователь электрической энергии находит широкое применение. С помощью трансформаторов производится передача электрической энергии от электрических станций к потребителям. При этой передаче уровень напряжения должен многократно изменяться. Поэтому суммарная установленная мощность трансформаторов в современных электрических системах в 5—7 раз превышает установленную мощность электрических генераторов.

Наряду с трансформаторами и автотрансформаторами, используемыми в электрических системах и называемых силовыми, широкое распространение получили трансформаторы, предназначенные для преобразований числа фаз и частоты. В разнообразных промышленных установках, в устройствах связи, радио, телевидения, автоматических системах регулирования и управления и в измерительной технике применяются специальные типы трансформаторов.

Промышленность СССР выпускает широкий ассортимент трансформаторов мощностью от долей вольт-ампера до нескольких сотен

мегавольт-ампер; на напряжения от долей вольта до сотен киловольт; на токи до нескольких десятков килоампер; на частоты до сотен тысяч герц; а также ряд специальных трансформаторов (импульсных, с регулируемым напряжением, со стабилизированным напряжением и др., см. гл. 15).

Трансформаторы изготавливаются по техническим условиям или в соответствии с требованиями стандартов и предназначаются изготовителем для выполнения вполне определенных функций по преобразованию электрической энергии [1].

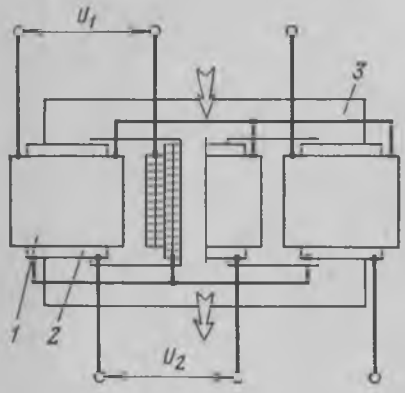


Рис. 1-2. Трехфазный двухобмоточный трансформатор:

1 — катушки первичной трехфазной обмотки, собранной в звезду; *2* — катушки вторичной трехфазной обмотки, собранной в звезду; *3* — магнитопровод.

Частота, токи, напряжения, мощности и другие параметры, относящиеся к тому режиму работы, для которого трансформатор предназначен изготовителем, называются номинальными. Номинальные параметры указываются на табличке, прикрепленной к трансформатору.

Под номинальными напряжениями понимаются линейные напряжения каждой из обмоток на линейных выводах $U_{1н.\,л}$ и $U_{2н.\,л}$.

Под номинальной мощностью трансформатора понимается полная мощность: $S_{1н} = U_{1н}I_{1н}$ — для однофазного трансформатора, $S_{1н} = \sqrt{3}U_{1н.\,л}I_{1н.\,л} = 3U_{1н}I_{1н}$ — для трехфазного трансформатора [2].

В двухобмоточном трансформаторе номинальные мощности первичной ($S_{1н}$) и вторичной ($S_{2н}$) обмоток одинаковы и равны номинальной мощности трансформатора $S_{1н} = S_{2н} = S$.

Номинальная частота $f_н$ гармонически изменяющихся величин (токов, напряжений) для трансформаторов общего применения в СССР равна 50 Гц, в некоторых других странах, например в США, 60 Гц.

Номинальные токи определяются по номинальной мощности и номинальному напряжению обмотки: $I_{1н} = S_н/U_{1н}$ — для однофазного, $I_{1н.\,л} = S_н/\sqrt{3}U_{1н.\,л}$ — для линейного тока трехфазного трансформатора, $I_{1н} = S_н/3U_{1н}$ — для фазного тока трехфазного трансформатора.

---

[1] Основные определения, касающиеся условий работы трансформаторов, и предъявляемые к ним технические требования по ГОСТ 11677-75, ГОСТ 14209-69 даны в [13].

[2] Здесь и далее линейные величины снабжаются индексом «л», у фазных величин индекс отсутствует ($U_{1л}$ — линейное, U_1 — фазное первичное напряжение).

Сообщение на щитке трансформатора номинальных данных не следует понимать как предписание эксплуатировать трансформатор только в номинальном режиме. Работа трансформатора возможна и в диапазоне изменения тока I_2 от 0 до $I_{2н}$, возможны и некоторые перегрузки по току, ограниченные по времени [13], а также небольшие изменения напряжения и частоты, специально оговоренные в ГОСТ.

Следует заметить, что при фиксированном первичном напряжении $U_{1н} = \text{const}$ вторичное напряжение U_2 зависит от вторичной нагрузки и ее характера и может отличаться на ± 5—10% от напряжения U_2 при холостом ходе, когда $I_2 = 0$. Казалось бы, за номинальное вторичное напряжение следует принять напряжение при номинальной мощности $S_н$. Однако это напряжение зависит от фазы тока I_2 по отношению к напряжению. Поэтому, чтобы избежать неопределенности, за номинальное вторичное напряжение $U_{2н}$ принимается напряжение при холостом ходе трансформатора (при $I_2 = 0$).

За номинальный вторичный ток условно принимается ток, рассчитанный по номинальной мощности при номинальном вторичном напряжении: $I_{2н} = S_н/U_{2н}$ — для однофазного трансформатора; $I_{2н.л} = S_н/\sqrt{3}U_{2н.л}$ — для линейного тока трехфазного трансформатора; $I_{2н} = S_н/3U_{2н}$ — для фазного тока трехфазного трансформатора.

В зависимости от соотношения между номинальными напряжениями первичной и вторичной обмоток различают трансформаторы понижающие и повышающие. В повышающем трансформаторе первичная обмотка является обмоткой низшего напряжения (НН), вторичная — обмоткой высшего напряжения (ВН). В понижающем — наоборот. Например, трансформатор по рис. 1-2 будет повышающим, если $U_{1н} < U_{2н}$, и понижающим, если $U_{1н} > U_{2н}$ (стрелки на рисунке показывают направление передачи энергии).

1-2. КРАТКИЕ ИСТОРИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНСФОРМАТОРАХ

Индуктивная связь между двумя обмотками, охватывающими стальной магнитопровод, была обнаружена в 1831 г. М. Фарадеем, демонстрировавшим появление ЭДС на одной из таких обмоток при изменении тока в другой. В конце 40-х годов появились индукционные катушки Якоби, Румкорфа и другие, получившие впоследствии распространение в качестве источников больших импульсных напряжений в системах зажигания двигателей внутреннего сгорания. Однако впервые трансформация переменного тока с помощью индукционной катушки была осуществлена П. Н. Яблочковым только в 1876 г.

Индукционная катушка Яблочкова представляла собой простейший двухобмоточный трансформатор с разомкнутым магнитопроводом и коэффициентом трансформации, равным единице.

Следующий шаг в использовании трансформатора с разомкнутым магнитопроводом сделали в 1882 г. Голяр и Гиббс, применившие индукционную катушку с одной первичной обмоткой и несколькими вторичными обмотками, имеющими различные числа витков, для преобразования напряжения.

Начало промышленному применению трансформаторов для повышения напряжения при передаче энергии на переменном токе было положено разработкой трансформаторов с замкнутым магнитопроводом. Первый такой трансформатор был сконструирован в 1884 г. братьями Джоном и Эдуардом Гопкинсон. Его О-образный магнитопровод набирался из изолированных стальных пластин или проволок, На обоих стержнях магнитопровода размещались, чередуясь, отдельные катушки обмоток высшего и низшего напряжений. Трансформатор такой конструкции обладал хорошими эксплуатационными характеристиками (малым относительным током холостого хода, небольшими потерями на вихревые токи в магнитопроводе и высоким КПД).

Несколько модификаций однофазных трансформаторов с замкнутым магнитопроводом (броневым, кольцевым и стержневым) были разработаны в 1885 г. венгерскими электротехниками О. Блати, М. Дери и К. Циперновским. В кольцевом трансформаторе (рис. 1-3, *а*) обмотки наматывались вокруг кольцеобразного магнитопровода из стальной ленты или проволоки, в броневом (рис. 1-3, *б*) магнитопровод наматывался из стальной ленты или проволоки вокруг кольцеобразных обмоток. В стержневом трансформаторе (см. рис. 1-6, *а*) магнитопровод состоял из двух стержней, охваченных катушками, и двух ярм.

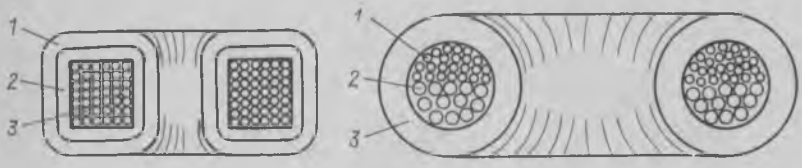


Рис. 1-3. Трансформаторы с ленточным (*а*) и с броневым (*б*) магнитопроводами.
1, 2 — первичная и вторичная обмотки; *3* — магнитопровод.

Промышленный выпуск всех указанных модификаций трансформаторов был налажен электромашиностроительным заводом в Будапеште. Найденные Блати, Дери и Циперновским принципиальные конструктивные решения были настолько удачными и обеспечивали такие высокие эксплуатационные показатели трансформаторов, что они сохранились практически без изменения до наших дней. Стержневое исполнение применяется в современных силовых трансформаторах; кольцевое исполнение — в микротрансформаторах с тороидальными магнитопроводами. Ими же был предложен и сам термин «трансформатор». Дери принадлежит, кроме того, идея параллельного включения трансформаторов, которое широко используется в современной энергетике.

Большое значение для дальнейшего развития силовых трансформаторов имело введение масляного охлаждения. Это было сделано в конце 80-х годов Д. Свинберном.

Для повышения напряжения в трехфазной системе можно было использовать однофазные трансформаторы, но их требовалось в 3 раза больше, чем в однофазной системе. Более экономичное решение проблемы трансформации напряжения в трехфазных системах было найдено М. О. Доливо-Добровольским, который в 1889 г. изобрел трехфазный трансформатор. Вначале это был трансформатор с магнитопроводом в виде трехлучевой звезды, вставленной в шестигранное ярмо. Затем было предложено несколько конструкций так называемых «призматических» трансформаторов, в которых стержни совпадали с боковыми сторонами трехгранной призмы и объединялись в замкнутую систему с помощью верхнего и нижнего ярм, имеющих форму кольца или трехлучевой звезды (см. рис. 4-3, *б*). И, наконец, в 1891 г. был запатентован трехфазный трансформатор с параллельными стержнями, расположенными в одной плоскости (см. рис. 4-3, *в* и 1-2). Таким образом, было найдено конструктивное исполнение, сохранившееся до настоящего времени,

1-3. КОНСТРУКЦИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

а) Активные части трансформатора

Части трансформатора, предназначенные для энергопреобразовательного процесса — магнитопровод и обмотки, называются его активными частями. Достаточно эффективное преобразование электрической энергии удается получить только в конструкциях, в которых обмотки охватываются замкнутыми магнитопроводами из ферромагнитного материала с высокой магнитной проницаемостью μ_a, в сотни раз превышающей магнитную постоянную μ_0

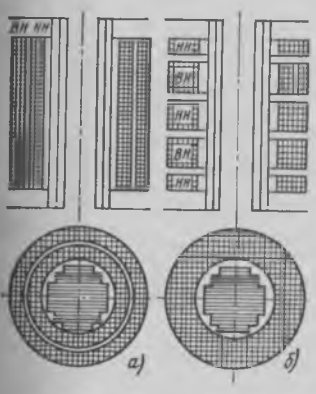


Рис. 1-4. Концентрические (*а*) и дисковые чередующиеся (*б*) обмотки.

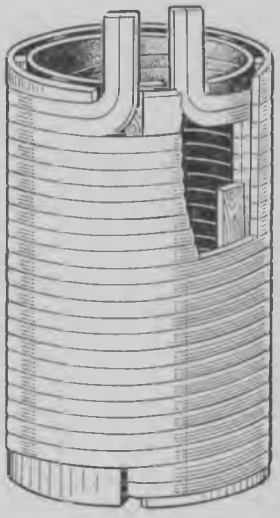


Рис. 1-5. Цилиндрическая двухслойная обмотка из прямоугольного провода.

(см. рис. 1-1 — 1-3). Для получения высокой магнитной проницаемости магнитопровод не должен быть чрезмерно насыщен и индукция в нем при максимальном магнитном потоке не должна превышать 1,4—1,6 Тл. Снижение потребляемой реактивной мощности достигается за счет уменьшения магнитных полей рассеяния, сцепленных только с первичной или только со вторичной обмоткой. Эти поля уменьшаются с уменьшением промежутков между первичной и вторичной обмотками, и поэтому катушки первичной и вторичной обмоток каждой из фаз располагают на одном и том же участке магнитопровода, называемом стержнем (см. рис. 1-1, 1-2). При этом обмотки располагаются либо концентрически (рис. 1-4, *а*), либо разбиваются на отдельные диски и размещаются на стержне в чередующемся порядке (рис. 1-4, *б*). В последнем случае обмотка называется дисковой чередующейся.

Из большого числа разновидностей концентрических обмоток наиболее простой является цилиндрическая обмотка (рис. 1-5).

Для увеличения эффективности при преобразовании энергии должны быть приняты меры для уменьшения потерь энергии, выделяющихся в трансформаторе в виде тепла. В первую очередь должны быть выбраны достаточно малыми активные сопротивления обмоток, т. е. возможно большие сечения витков обмоток, возможно меньшие длины витков и возможно меньшие электрические удельные сопротивления проводов обмоток.

Магнитопровод трансформатора должен быть сконструирован таким образом, чтобы в нем в достаточной мере были ослаблены потери на вихревые токи и гистерезис, возникающие при перемагничивании. Эту задачу удается решить путем сочетания нескольких мероприятий:

а) применением специальных магнитно-мягких электротехнических сталей, имеющих малую площадь петли гистерезиса и малые потери на гистерезис;

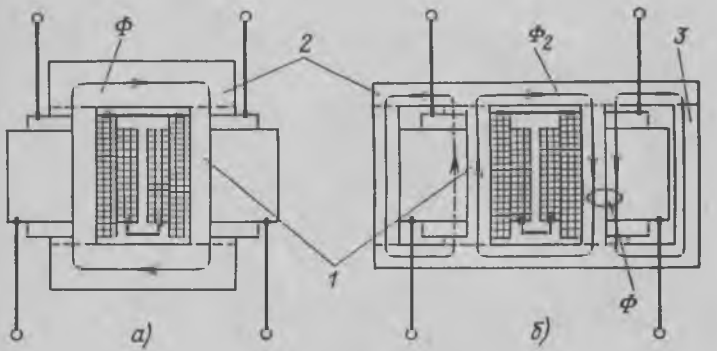


Рис. 1-6. Однофазные трансформаторы со стержневым (*а*) и бронестержневым (*б*) магнитопроводом.

1 — стержень; *2* — ярмо; *3* — крайний стержень.

б) использованием специальных сортов электротехнических сталей, которые имеют благодаря специальным присадкам увеличенное удельное электрическое сопротивление;

в) сборкой магнитопровода из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали, толщина которых выбирается такой, чтобы вихревые токи практически не оказывали влияния на главное магнитное поле и не вызывали значительных потерь (толщина d пластин зависит от частоты перемагничивания f, см. § 31-3, и при частоте 50 Гц составляет 0,35 или 0,5 мм).

При выполнении этих мероприятий удается получить мощность потерь энергии на перемагничивание магнитопровода того же порядка, что и мощность электрических потерь в обмотках, и практически исключить размагничивающее действие вихревых токов.

Магнитные системы (магнитопроводы) трансформаторов встречаются в двух основных исполнениях: стержневом и броневом. В стержневом однофазном трансформа-

торе фазные обмотки состоят из двух катушек, соединяемых между собой последовательно или параллельно, причем эти две катушки располагаются на двух стержнях О-образного магнитопровода, связанных ярмами (рис. 1-6, *а*).

В трехфазном стержневом трансформаторе обмотки каждой из фаз размещаются на своем стержне (см. рис. 1-2); стержни вместе с ярмами образуют замкнутую магнитную систему.

Магнитопровод однофазных броневых трансформаторов охватывает обмотку с двух сторон, как бы «бронируя» ее (см. рис. 1-1). Как видно из рисунка, ярма трансформатора могут

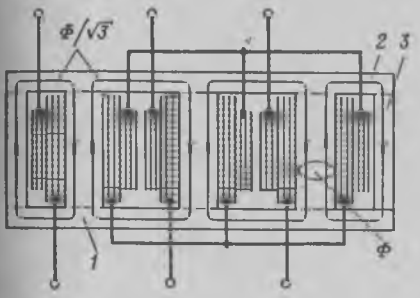


Рис. 1-7. Трехфазный трансформатор с бронестержневой магнитной системой.

1 — стержень; *2* — ярмо; *3* — крайний стержень.

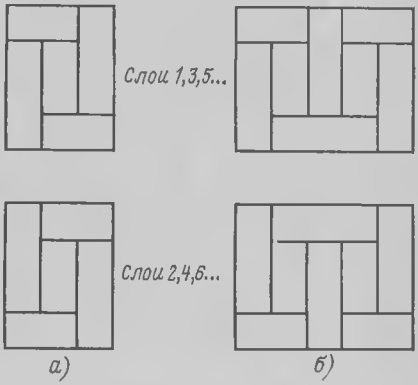


Рис. 1-8. Укладка листов в слоях шихтованных магнитопроводов.

а — однофазный стержневой трансформатор; *б* — трехфазный стержневой трансформатор.

иметь вдвое меньшее сечение, чем стержень, на котором размещаются обмотки. У трансформаторов большой мощности для снижения габаритов трансформатора по высоте и возможности их перевозки в собранном виде по железным дорогам применяется бронестержневая конструкция магнитопровода (рис. 1-6, *б* и 1-7). Высота магнитопровода бронестержневого трансформатора уменьшается за счет высоты ярем, которые проводят вдвое меньший магнитный поток. Для примера на рис. 1-6 изображены однофазные трансформаторы одной и той же мощности в стержневом и бронестержневом исполнениях. Почти столь же значительное уменьшение высоты удается получить в бронестержневом трехфазном трансформаторе (рис. 1-7), в ярмах которого поток в $\sqrt{3}$ раз меньше, чем в стержнях (в стержневом трехфазном трансформаторе поток в ярмах не отличается от потока в стержнях).

В зависимости от способа сочленения стержней с ярмами раз-

личают магнитопроводы стыковые и шихтованные. Стержни и ярма стыкового магнитопровода собираются из электротехнической стали отдельно и объединяются в замкнутую систему после размещения на стержнях обмоток. В стыке между стержнями и ярмами (во избежание вихревых токов через взаимноперекрытые листы сопрягаемых частей) помещают изоляционные прокладки, которые образуют немагнитный зазор, заметно увеличивающий потребляемую трансформатором реактивную мощность. Поэтому, несмотря на простоту сборки и демонтажа, стыковые магнитопроводы имеют ограниченное применение.

Наиболее распространены шихтованные магнитопроводы, стержни и ярма которых собираются вперелет (шихтуются) и образуют цельную конструкцию (рис. 1-8). Для установки обмоток листы верхнего ярма вынимаются и затем снова зашихтовываются. В шихтованной конструкции тоже имеются немагнитные зазоры в стыке между листами данного слоя, но эти зазоры оказываются перекрытыми листами соседних слоев и не оказывают столь заметного влияния на потребляемую трансформатором реактивную мощность как в стыковой конструкции.

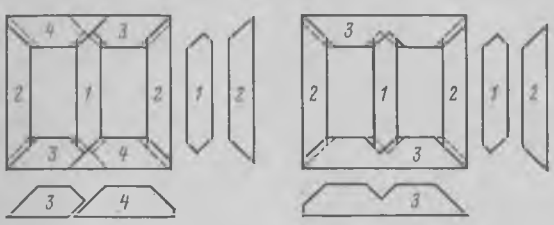


Рис. 1-9. Укладка листов в слоях стержневого трехфазного магнитопровода со скошенными листами из холоднокатаной стали.

При сборке магнитопровода из анизотропной холоднокатаной стали, у которой удельные потери меньше, а магнитная проницаемость больше в направлении прокатки листов (см. [13]), в зоне переходов от стержней к ярмам, где линии магнитного поля поворачивают на 90° от направления прокатки, наблюдается увеличение потерь и падения магнитного напряжения. Это явление удается в значительной мере ослабить применением косых стыков (рис. 1-9).

В трансформаторах малой мощности и на небольшие напряжения обмотки могут быть намотаны на прямоугольный каркас, а сечения стержней имеют прямоугольную форму. В трансформаторах большой мощности катушки наматываются на цилиндрический шаблон, а для получения лучшего заполнения пространства внутри катушки сталью сечению стержня придается ступенчатая форма (рис. 1-10). Размеры отдельных ступеней выбираются таким образом, чтобы стержень наилучшим образом вписывался в цилиндрическое пространство внутри катушки. Ярма выполняются обычно прямоугольными или с небольшим числом ступеней.

Стяжка пакетов стержней в силовых трансформаторах мощностью

менее 1000 кВ·А (на один стержень) обычно производится с помощью деревянных или пластмассовых планок и стержней, которые заполняют пространство между стержнем и изоляционным цилиндром, на котором укреплена ближайшая к стержню обмотка НН (рис. 1-10, *а*).

В трансформаторах большей мощности стяжка стержней ранее (примерно до 60-х годов) осуществлялась стальными шпильками,

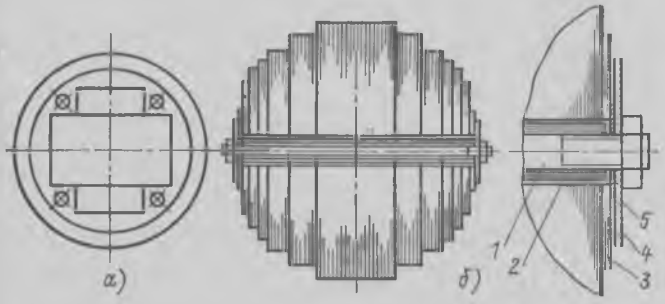


Рис. 1-10. Стяжка стержней.

а — с помощью деревянных планок; *б* — с помощью стальных шпилек (*1* — стальная шпилька; *2* — трубка изоляционная; *3* и *5* — шайбы из электроизоляционного картона; *4* — стальная шайба).

изолированными от стержня трубками из бакелизированной бумаги (рис. 1-10, *б*). Для прессовки ярм также использовались шпильки, стягивающие деревянные или стальные нажимные балки (рис. 1-11).

В настоящее время для стяжки стержней, а во многих случаях и ярм, широко применяется бандажировка с помощью стеклоленты, пропитанной эпоксидными термореактивными компаундами (бандажи на стержнях видны на рис. 1-11; бандажи на стержнях и полубандажи на ярмах показаны на рис. 1-13). При использовании бандажей отпадает необходимость в применении стягивающих шпилек и в штамповке отверстий в листах магнитопровода, что приводит к уменьшению его магнитного сопротивления и добавочных потерь при холостом ходе. Магнитопровод вместе с ярмовыми балками и другими деталями, предназначенными для прессовки магнитопровода и крепления

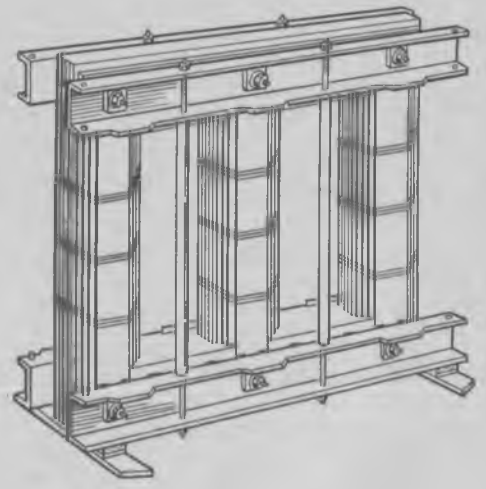


Рис. 1-11. Остов трансформатора.

на его стержнях обмоток, образует остов трансформатора (рис. 1-11).

Значительно проще конструкция магнитопроводов микротрансформаторов, мощность которых составляет единицы или десятки вольт-ампер. Магнитопроводы этих трансформаторов набираются из штампованных пластин Ф-образной формы (рис. 1-12, *а*) или Ш-образной формы в сочетании с пластинами прямоугольной формы (рис. 1-12, *б*).

В стержневой части Ф-образного листа имеется просечка. При сборке однофазного броневого трансформатора стержневая часть листа отгибается в сторону и вставляется внутрь обмотки. Следующий лист вставляется с другой торцевой стороны катушки. После сборки магнитопроводы стягиваются с помощью шпилек и нажимных плит.

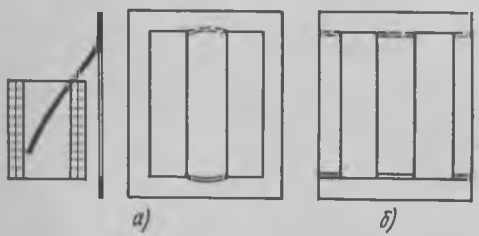


Рис. 1-12. Сборка магнитопроводов микротрансформаторов.

а — из листов Ф-образной формы; *б* — из листов Ш-образной и прямоугольной формы).

Большое распространение получили также микротрансформаторы с ленточными магнитопроводами кольцеобразной формы. Эти трансформаторы имеют весьма технологичную конструкцию, показанную на рис. 1-3, *а*. Их магнитопровод образуется из навитой в виде спирали стальной ленты, обмотки обматываются вокруг магнитопровода с помощью специального станка.

Кроме активных элементов — обмоток и магнитопровода — конструкция трансформатора включает еще ряд важных частей, которые называются конструктивными частями и предназначены для создания электрической изоляции между обмотками, фиксации активных частей в пространстве, для охлаждения активных частей, сопряжения его обмоток с электрическими сетями и других вспомогательных функций. К конструктивным частям относятся, в частности, ярмовые балки и другие прессующие детали магнитопровода.

б) Конструктивные части трансформатора

Рассмотрим устройство конструктивных частей силового масляного трехфазного трансформатора, общая компоновка которого представлена на рис. 1-13.

Изоляция обмоток. Витки обмоток трансформатора должны быть надежно электрически изолированы друг от друга, от витков других обмоток и от корпуса трансформатора. В масляных трансформаторах, применяемых при напряжениях более 10 кВ, для этих целей используется так называемая маслобумажная барьер-

ная изоляция, образующаяся при пропитке трансформаторным маслом кабельной бумаги или электроизоляционного картона и заполнении этим маслом изоляционных промежутков между витками обмоток и корпусом. Трансформаторное масло,

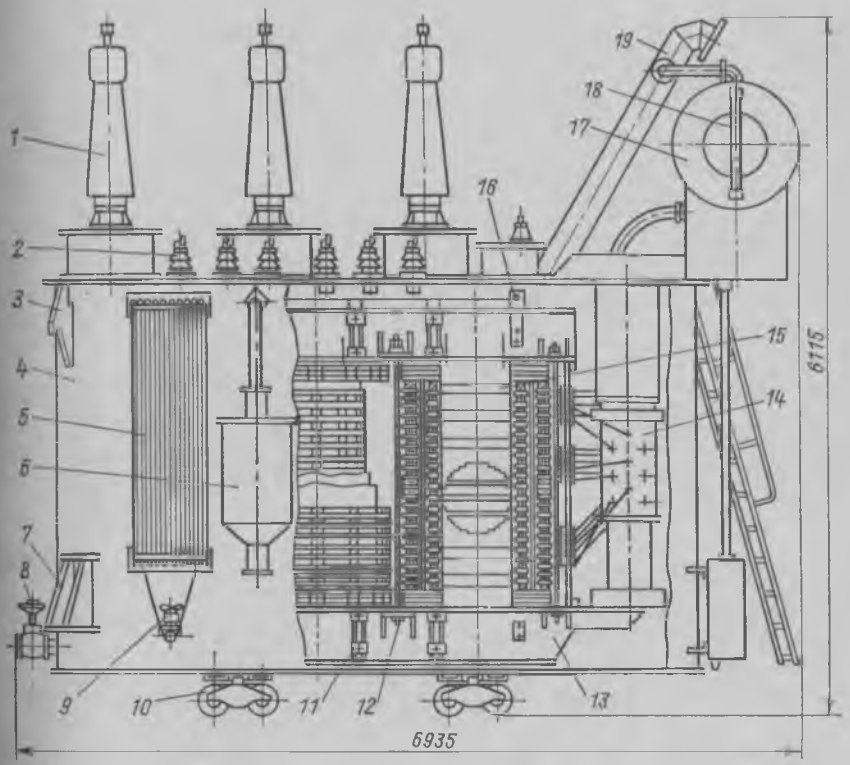


Рис. 1-13. Трехфазный двухобмоточный трансформатор мощностью 40 000 кВ·А, класса напряжения 110 кВ с расщепленными обмотками НН и регулированием напряжения ВН под нагрузкой.

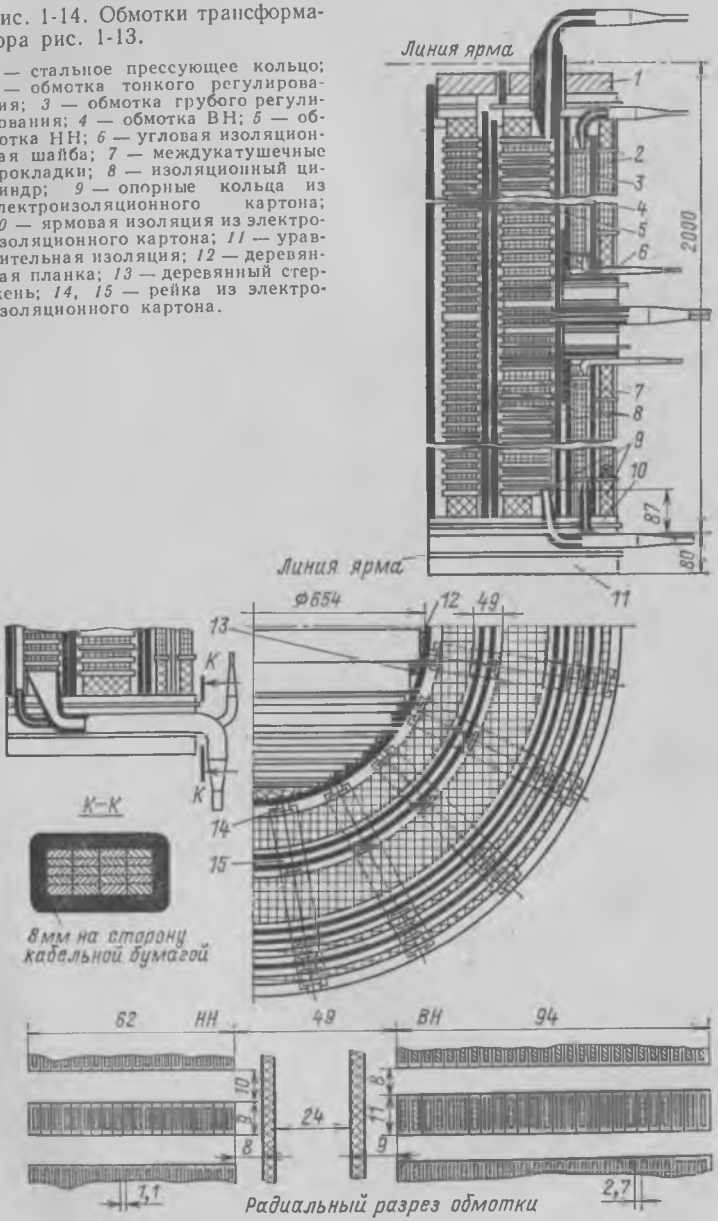
1 — ввод 110 кВ; *2* — ввод НН 10 кВ; *3* — крюк для подъема трансформатора; *4* — бак; *5* — радиатор; *6* — фильтр термосифонный; *7* — скоба для подъема домкратом; *8* — кран вертикальный для слива масла; *9* — вентилятор; *10* — каток; *11* — полубандажи стяжки ярма; *12* — вертикальная стяжная шпилька остова; *13* — ярмовая балка; *14* — устройство переключения ответвлений обмотки ВН; *15* — бандажи стяжки стержня; *16* — пластина с проушиной для подъема активной части; *17* — расширитель; *18* — маслоуказатель; *19* — предохранительная труба.

заполняющее бак, в котором установлены активные части трансформатора, одновременно используется для их охлаждения.

Витковой изоляцией служит пропитанная маслом изоляция проводов марок ПЭЛБО, ПБ (круглые сечения проводов) и ПББО (прямоугольные сечения). Конструкция главной изоляции, предназначенной для изоляции обмоток друг от друга, от бака и от остова, представлена на рис. 1-14.

Рис. 1-14. Обмотки трансформатора рис. 1-13.

1 — стальное прессующее кольцо; *2* — обмотка тонкого регулирования; *3* — обмотка грубого регулирования; *4* — обмотка ВН; *5* — обмотка НН; *6* — угловая изоляционная шайба; *7* — междукатушечные прокладки; *8* — изоляционный цилиндр; *9* — опорные кольца из электроизоляционного картона; *10* — ярмовая изоляция из электроизоляционного картона; *11* — уравнительная изоляция; *12* — деревянная планка; *13* — деревянный стержень; *14, 15* — рейка из электроизоляционного картона.



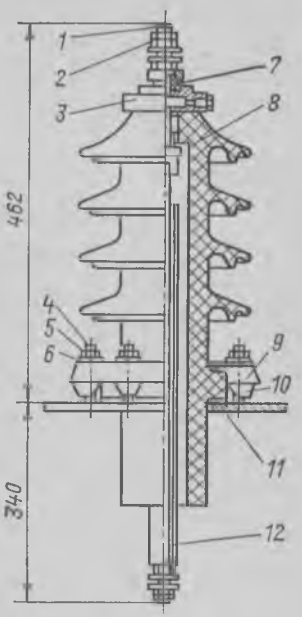


Рис. 1-15. Вывод для наружной установки на напряжение 35 кВ при токе до 250 А с токоведущей шпилькой, присоединяемой к отводу.

1 — медная шпилька; *2* — латунная гайка; *3* — латунный колпак; *4, 5* и *6* — стальная шпилька, гайка, шайба; *7* — резиновое кольцо; *8* — фарфоровый изолятор; *9* — стальной штампованный фланец; *10* — кулачок; *11* — резиновое уплотнение; *12* — токоведущая шпилька с изолирующей трубкой.

Отводы и вводы. Электрическое соединение обмоток ВН и НН с электрическими сетями осуществляется (рис. 1-13) с помощью отводов (изолированных проводников, укрепленных внутри бака трансформатора) и вводов (проходных фарфоровых изоляторов, сквозь которые проходит токоведущий стержень).

Токоведущий стержень ввода должен быть надежно изолирован от заземленной крышки бака как со стороны масла, так и со стороны воздуха (рис. 1-15). С увеличением напряжения размеры вводов увеличиваются, а их конструкция усложняется. Вводы на напряжение 110 кВ и выше делаются маслонаполненными.

Арматура бака трансформатора. Бак трансформатора недопустимо полностью заполнять маслом и закрывать герметически, так как в этом случае он был бы неизбежно разрушен давлением, возникающим в баке при увеличении объема масла при колебаниях температуры. Поэтому приходится заполнять бак маслом не полностью и сообщать воздушное пространство над маслом с окружающим воздухом. От соприкосновения с окружающим воздухом масло в трансформаторе окисляется и увлажняется, постепенно теряя свои электроизоляционные свойства. Для уменьшения площади контакта масла с воздухом и стабилизации его изоляционных свойств баки масляных трансформаторов снабжаются расширителем — цилиндрическим сосудом из листовой стали, сообщающимся с баком (рис. 1-13, 1-16). Трансформатор, имеющий расширитель, значительно реже нуждается в сушке, очистке, регенерации масла или замене его новым.

Необходимыми принадлежностями расширителя являются масло, указательное стекло *1* для контроля уровня масла и отстойник *4* для грязи и влаги. Воздушный объем в верхней части расширителя сообщается с атмосферой с помощью трубки для свободного обмена воздуха *3*, выведенной под расширитель (это исключает попадание в расширитель капель влаги).

Для увеличения поверхности, через которую происходит теплообмен между нагретым маслом и окружающей средой, на баке транс-

форматора устанавливаются охладители (в виде навесных радиаторов *5* на рис. 1-13). Охладители присоединяются к баку через патрубки с кранами, позволяющими производить замену и отсоединение охладителя при заполненном баке трансформатора. Для контроля температуры масла в верхней части бака используются ртутные, а в более мощных трансформаторах манометрические термометры или дистанционные электротермометры сопротивления. Измерительное устройство последних устанавливается на щите управления.

На патрубке между крышкой бака и расширителем устанавливается газовое реле (*6* на рис. 1-16), которое служит для обнаружения повреждений. При повреждениях, приводящих к незначительному местному нагреванию (ухудшение контакта в соединениях,

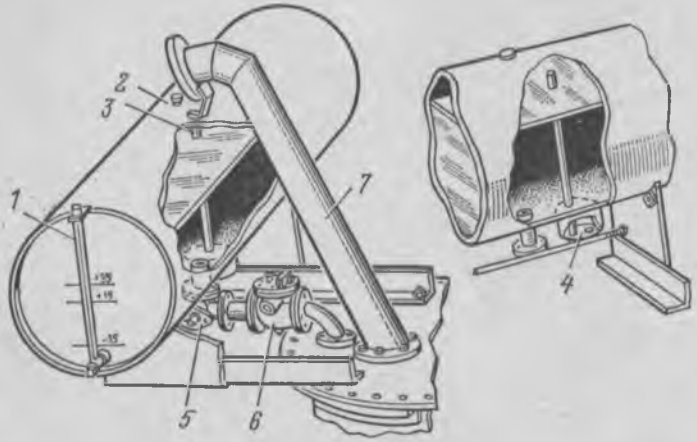


Рис. 1-16. Арматура бака трансформатора.

1 — указатель уровня масла; *2* — пробка для заливки масла; *3* — труба для свободного обмена воздуха; *4* — грязеотстойник; *5* — кран для отсоединения расширителя; *6* — газовое реле; *7* — выхлопная труба.

нарушение изоляции между листами сердечника), происходит разложение твердой изоляции и масла, сопровождающееся выделением пузырьков газа. Поднимаясь вверх, пузырьки газа скапливаются в газовом реле, вытесняя из него масло. Это приводит к опрокидыванию поплавка, замыкающего сигнальный контакт.

При значительных повреждениях, сопровождающихся взрывообразным выделением газов (короткое замыкание одного или нескольких витков и т. п.), происходит толчкообразное перемещение масла из бака в расширитель. Струя масла опрокидывает другой поплавок реле, который, замыкая соответствующие контакты, отключает трансформатор от сети.

Еще одно устройство, называемое выхлопной трубой (рис. 1-13 и 1-16), предохраняет бак трансформатора от механических дефор-

маций при взрывообразных выделениях газа. Выход из выхлопной трубы герметически закрыт мембраной, рассчитанной таким образом, чтобы при повышении давления она разрушалась раньше, чем деформируется бак.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

2-1. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА

Трансформаторы эксплуатируются в современных электрических системах при гармонически изменяющемся первичном напряжении

$$u_1 = U_{1m} \cos \omega t. \qquad (2\text{-}1)$$

При изменении нагрузки амплитуда U_{1m} и частота f первичного напряжения изменяются незначительно, и обычно считается, что они постоянны и равны соответствующим номинальным величинам ($U_{1m} = U_{1mн} = \text{const}$, $f = f_н = \text{const}$).

Сказанное относится и к угловой частоте напряжения ($\omega = 2\pi f = \omega_н = \text{const}$). Ток во вторичной обмотке трансформатора обратно пропорционален полному сопротивлению $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ электрической сети, которая к ней присоединена. При некотором значении этого сопротивления ($Z = Z_н$) по вторичной обмотке протекает номинальный ток ($I_2 = I_{2н}$); при $Z < Z_н$ вторичный ток больше номинального ($I_2 > I_{2н}$) и трансформатор несколько перегружен; при $Z > Z_н$ вторичный ток $I_2 < I_{2н}$ и трансформатор — недогружен; а при $Z = \infty$, т. е. при отключении сети от вторичной обмотки, вторичный ток становится равным нулю ($I_2 = 0$). В последнем случае трансформатор не преобразует электрическую энергию, что дало основание назвать режим трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке ($I_2 = 0$, $Z = \infty$) холостым ходом.

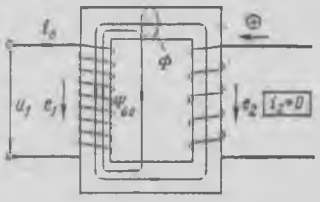


Рис. 2-1. Однофазный двухобмоточный трансформатор в режиме холостого хода.

Электромагнитные процессы в трансформаторе при холостом ходе значительно проще, чем при нагрузке ($I_2 > 0$), и поэтому целесообразно начать изучение таких процессов с режима холостого хода.

Рассмотрим электромагнитные процессы при холостом ходе в однофазном двухобмоточном трансформаторе, изображенном схе-

матически на рис. 2-1. На этом рисунке представлен трансформатор стержневого типа, первичная и вторичная обмотки которого для упрощения изображения показаны расположенными на разных стержнях (действительное расположение витков обмоток в стержневом трансформаторе описано в § 1-3, см. рис. 1-6, *а*).

2-2. УРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ

При воздействии на первичную обмотку трансформатора напряжения u_1 по (2-1) в ней возникает периодически изменяющийся ток i_0, называемый током холостого хода. Этот ток образует главное магнитное поле, линии которого замыкаются в пределах магнитопровода, обладающего весьма большой магнитной проницаемостью $\mu_r \gg 1$, и сцеплены со всеми витками первичной w_1 и вторичной w_2 обмоток, и магнитное поле рассеяния, линии которого сцеплены только с витками первичной обмотки.

Определив поток главного магнитного поля или главный магнитный поток Φ через любое поперечное сечение замкнутого магнитопровода, можно найти потокосцепления главного магнитного поля (главные потокосцепления) с первичной обмоткой $\Psi_{011} = w_1\Phi$ и со вторичной обмоткой $\Psi_{021} = w_2\Phi$.

Магнитное поле рассеяния замыкается через немагнитные (воздушные, изоляционные) среды, обладающие магнитной проницаемостью вакуума, равной μ_0, и значительно меньшей, чем у магнитопровода. Поэтому потокосцепление рассеяния с первичной обмоткой при холостом ходе $\Psi_{\sigma 0}$ во много раз меньше главного потокосцепления с первичной обмоткой Ψ_{011} (рис. 2-1).

Периодически изменяющиеся главное магнитное поле и поле рассеяния индуктируют в обмотках, с которыми они сцеплены, ЭДС. При положительных направлениях для токов, напряжений, ЭДС и линий магнитного поля, показанных на рис. 2-1, ЭДС взаимной индукции в первичной обмотке

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\Psi_{011}}{dt}; \qquad (2\text{-}2)$$

ЭДС взаимной индукции во вторичной обмотке

$$e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\Psi_{021}}{dt}; \qquad (2\text{-}3)$$

ЭДС рассеяния в первичной обмотке

$$e_{\sigma 0} = -\frac{d\Psi_{\sigma 0}}{dt} \ll e_1. \qquad (2\text{-}4)$$

Понимая напряжение u_1 как ЭДС, введенную в обмотку со стороны сети, можно записать уравнение напряжений Кирхгофа

$$u_1 + e_1 + e_{\sigma 0} = R_1 i_0, \tag{2-5}$$

где R_1 — активное сопротивление первичной обмотки.

Напряжение на вторичной обмотке при холостом ходе не отличается от индуктированной в ней ЭДС

$$u_2 = e_2.$$

2-3. ИЗМЕНЕНИЕ ЭДС ВО ВРЕМЕНИ. ФОРМУЛА ДЛЯ ЭДС

Для всех силовых трансформаторов (и большинства микротрансформаторов) можно пренебречь в (2-5) падением напряжения на активном сопротивлении обмотки $R_1 i_0$ и ЭДС рассеяния $e_{\sigma 0}$

$$|R_1 i_0| \ll |e_1|,$$
$$|e_{\sigma 0}| \ll |e_1|,$$

и считать с весьма большой точностью, что ЭДС взаимной индукции первичной обмотки находится в противофазе с напряжением (рис. 2-2):

$$e_1 = -u_1 = -U_{1m}\cos\omega t = \\ = -E_{1m}\cos\omega t. \tag{2-6}$$

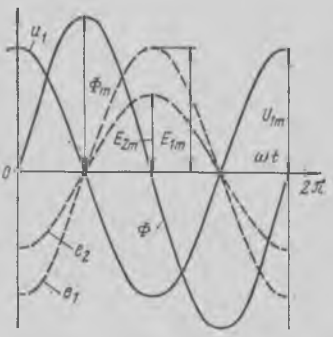


Рис. 2-2. Изменение напряжений, ЭДС и магнитного потока трансформатора во времени.

Из (2-6) следует, что ЭДС взаимной индукции изменяется во времени гармонически, а ее амплитуда (действующее значение) не отличается от амплитуды (действующего значения) напряжения

$$E_{1m} = U_{1m}\ (E_1 = U_1). \tag{2-7}$$

Сравнивая (2-2) и (2-3), можно заключить, что отношение ЭДС e_2 и ЭДС e_1 сохраняется во времени. Это отношение называется коэффициентом трансформации

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{E_{2m}}{E_{1m}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{w_2}{w_1} = n_{21}. \tag{2-8}$$

Используя (2-6) и (2-8), можно утверждать, что ЭДС e_2 изменяется также гармонически и совпадает по фазе с ЭДС e_1.

Магнитный поток Φ может быть выражен через ЭДС e_1 путем интегрирования дифференциального уравнения (2-2) с учетом (2-6):

$$\Phi = -\frac{1}{w_1}\int_0^t e_1\,dt = \frac{E_{1m}}{w_1}\int_0^t \cos\omega t\,dt = \Phi_m \sin\omega t, \tag{2-9}$$

где

$$\Phi_m = \frac{E_{1m}}{w_1 \omega} \tag{2-10}$$

— амплитуда магнитного потока.

Из последнего уравнения может быть получена формула для определения действующего значения ЭДС в обмотке *1* по заданной амплитуде магнитного потока или потокосцепления

$$E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \Psi_{011m}}{\sqrt{2}},$$

или

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m. \tag{2-11}$$

Соответственно действующая ЭДС в обмотке *2*

$$E_2 = \frac{\omega w_2 \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \Psi_{021m}}{\sqrt{2}},$$

или

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_2 \Phi_m. \tag{2-12}$$

Как видно из рис. 2-2, на котором показано изменение u_1, e_1, e_2 и Φ, магнитный поток Φ отстает по фазе на угол $\pi/2$ от напряжения u_1 и опережает на угол $\pi/2$ ЭДС e_1 и e_2.

2-4. ХАРАКТЕРИСТИКА НАМАГНИЧИВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Толщина и материал листов, из которых набран магнитопровод трансформатора, всегда выбираются в зависимости от заданной частоты таким образом, чтобы влияние индуктированных вихревых токов на магнитное поле было пренебрежимо мало. В этом случае мгновенное значение магнитного потока Φ определяется при холостом ходе мгновенной МДС первичной обмотки $i_0 w_1$. При этом зависимость между мгновенными значениями этих величин $\Phi = f(i_0)$ получается совершенно такой же, как на постоянном токе, когда вихревые токи отсутствуют.

Нелинейная зависимость между потоком в магнитопроводе Φ и постоянным током i_0 в обмотке *1*, называемая характеристикой намагничивания трансформатора на постоянном токе, может быть построена на основании закона полного тока в интегральной форме. Совместив замкнутый контур, охватывающий ток всех витков первичной обмотки $i_0 w_1$, с одной из линий главного магнитного поля в магнитопроводе, можно записать закон полного тока следующим образом:

$$i_0 w_1 = \oint H_l \, dl.$$

Для приближенного определения циркуляции вектора напряженности магнитного поля $\boldsymbol{H}$ нужно: задаться потоком в магнитопроводе Ф; разбить магнитопровод на n участков длиной l_k, в пределах каждого из которых активное сечение стали $П_k$ и магнитная проницаемость при данном потоке Ф остаются постоянными; рассчитать магнитную индукцию на каждом из участков $B_k = Ф/П_k$; с помощью характеристики намагничивания данного участка на постоянном токе $B = f(H)$ определить H_k и $\mu_{ak} = B_k/H_k$; принять для немагнитных зазоров $\mu_{ak} = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м и заменить циркуляцию $\oint \boldsymbol{H}_l\, d\boldsymbol{l}$ суммой падений магнитных напряжений на участках, распространенной на все n участков:

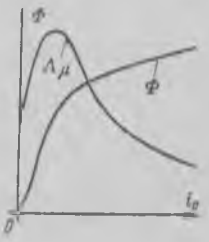


Рис. 2-3. Характеристика намагничивания трансформатора $Ф = f(i_0)$.

$$i_0 w_1 = \oint \boldsymbol{H}_l\, d\boldsymbol{l} = \sum_{k=1}^{n} H_k l_k = \sum_{k=1}^{n} \frac{B_k}{\mu_{ak}} l_k =$$

$$= Ф \sum_{k=1}^{n} \frac{l_k}{\mu_{ak} П_k} = \frac{Ф}{\Lambda_\mu}, \qquad (2\text{-}13)$$

где $\Lambda_\mu = \dfrac{1}{\sum\limits_{k=1}^{n} l_k/\mu_{ak} П_k}$ — магнитная проводимость магнитопровода.

Повторив расчет по (2-13) для ряда значений потока Ф и определяя каждый раз $i_0 = Ф/w_1 \Lambda_\mu$, строят нелинейную характеристику намагничивания трансформатора $Ф = f(i_0)$. Примерный вид этой зависимости показан на рис. 2-3. Там же дана кривая $\Lambda_\mu = f(i_0)$. Видно, что магнитная проводимость Λ_μ достигает максимального значения в области «колена» характеристики намагничивания. При дальнейшем возрастании тока i_0 и потока Ф магнитная проводимость уменьшается.

2-5. ФОРМА КРИВОЙ ТОКА ХОЛОСТОГО ХОДА

Как уже было отмечено, при пренебрежении влиянием вихревых токов на магнитное поле и магнитными потерями в магнитопроводе зависимость между мгновенными значениями потока и тока холостого хода получается такой же, как на постоянном токе. Поэтому, установив, что магнитный поток Ф изменяется во времени синусоидально (2-9), можно с помощью характеристики намагничивания на постоянном токе $Ф = f(i_0)$, показанной на рис. 2-4 слева, найти кривую изменения тока холостого хода во времени $i_0 = f(t)$ или $f(\omega t)$. Для этого нужно изобразить кривую изменения потока во времени $Ф = Ф_m \sin \omega t$ (на рис. 2-4 справа) и для ряда значений потока определить соответствующие значения тока холостого хода.

Последовательность графических построений при определении тока холостого хода показана на рисунке стрелками. Начав от потока Ф в точке *1* и перемещаясь через точки *2*, *3*, *4*, на пересечении горизонтали от точки *4* и вертикали от точки *1* находят в точке *5* соответствующий ток холостого хода i_0. При синусоидальном потоке кривая тока холостого хода $i_0 = f(\omega t)$ получается несинусоидальной. При этом несинусоидальность кривой проявляется тем резче, чем более насыщен магнитопровод при амплитудном потоке Φ_m (чем в большей мере поток Φ_m превышает потоки, соответствующие линейной части характеристики намагничивания, в пределах которой Ф пропорционально i_0).

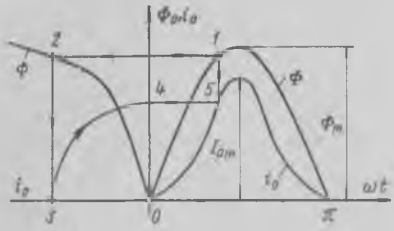


Рис. 2-4. Определение формы кривой тока холостого хода (без учета магнитных потерь в магнитопроводе).

2-6. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ УРАВНЕНИЙ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ

В комплексной форме могут быть представлены уравнения, связывающие гармонически изменяющиеся во времени токи, напряжения и ЭДС. Поэтому перед тем как записать уравнения трансформатора при холостом ходе в комплексной форме, нужно предварительно заменить несинусоидальный ток холостого хода i_0 эквивалентным по потребляемой реактивной мощности синусоидальным током $i_{0r} = \sqrt{2} I_{0r} \sin \omega t$ (рис. 2-5) (при пренебрежении магнитными потерями в силу малости электрических потерь в обмотке *1* активная мощность и активная составляющая тока малы по сравнению с реактивной мощностью и реактивной составляющей тока).

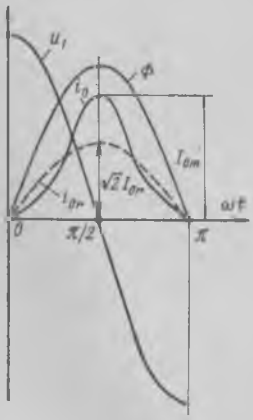


Рис. 2-5. Эквивалентирование тока холостого хода i_0 гармонически изменяющимся током i_{0r}.

Для того чтобы при такой замене потребляемая реактивная мощность не изменилась, действующее значение эквивалентного синусоидального тока I_{0r} должно быть равно действующему значению несинусоидального тока холостого хода i_0, т. е.

$$I_{0r} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_0^2\, dt}. \qquad (2\text{-}14)$$

В дальнейшем этот ток будет называться просто реактивной (намагничивающей) составляющей тока холостого хода. Как видно из рис. 2-5, ток i_{0r} должен

отставать от напряжения u_1 на угол $\pi/2$ (ненагруженный трансформатор без магнитных потерь может рассматриваться по отношению к сети как индуктивная катушка с весьма малым омическим сопротивлением).

Как мы увидим позже, даже при учете потерь активная составляющая тока холостого хода весьма мала по сравнению с реактивной составляющей $I_{0a} < I_{0r}$. Это позволяет считать действующее значение тока холостого хода I_0 равным действующему значению реактивной составляющей тока

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \approx I_{0r}.$$

Важно отметить также, что ток холостого хода в первичной обмотке обычно составляет малую часть от первичного тока при номинальном режиме

$$I_0 = (0{,}1 \div 0{,}005)\, I_{1н}.$$

Для каждого действующего значения напряжения U_1 находится ток I_{0r} и по этому току рассчитывается эквивалентная индуктивность первичной обмотки, связанная с главным магнитным потоком или потоком взаимной индукции между обмотками *1* и *2*. Эта индуктивность называется главной индуктивностью первичной обмотки и определяется отношением амплитуды потокосцепления к амплитуде реактивной составляющей тока холостого хода:

$$L'_{12} = \frac{\Psi_{011m}}{\sqrt{2}\, I_{0r}} = \frac{w_1 \Phi_m}{\sqrt{2}\, I_{0r}}. \qquad (2\text{-}15)$$

Выражая магнитный поток через эквивалентную магнитную проводимость трансформатора Λ_{12}

$$\Phi = \Lambda_{12}(w_1 i_{0r}) \quad \text{или} \quad \Phi_m = \Lambda_{12}\left[w_1 (\sqrt{2}\, I_{0r})\right],$$

устанавливаем связь между этой проводимостью и главной индуктивностью первичной обмотки:

$$L'_{12} = w_1^2 \Lambda_{12}. \qquad (2\text{-}16)$$

По этой индуктивности можно рассчитать главное индуктивное сопротивление (или сопротивление взаимной индукции) первичной обмотки

$$X_{12} = \omega L'_{12} = \omega w_1^2 \Lambda_{12}. \qquad (2\text{-}17)$$

После введения этих понятий можно установить в комплексной форме связь между ЭДС и эквивалентной синусоидальной реактивной составляющей тока холостого хода.

Из (2-2), (2-15) и (2-16) следует:

$$e_1 = -\frac{d\Psi_{011}}{dt} = -L'_{12}\frac{di_{0r}}{dt}. \qquad (2\text{-}18)$$

Теперь выразим e_1 и i_{0r} через соответствующие комплексы:

$$e_1 = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\dot{E}_1 e^{j\omega t}\right]; \qquad (2\text{-}18а)$$

$$i_{0r} = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\dot{I}_{0r} e^{j\omega t}\right]. \qquad (2\text{-}18б)$$

После подстановки последних в уравнение (2-18) и проведения дифференциальных операций получим запись (2-18) в комплексной форме [1]:

$$\mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\dot{E}_1 e^{j\omega t}\right] = -L'_{12}\frac{d}{dt}\left[\mathrm{Re}\left(\sqrt{2}\,\dot{I}_{0r} e^{j\omega t}\right)\right] =$$

$$= \mathrm{Re}\left[-L'_{12}\frac{d}{dt}\left(\sqrt{2}\,\dot{I}_{0r} e^{j\omega t}\right)\right] = \mathrm{Re}\left[-j\omega L'_{12}\left(\sqrt{2}\,\dot{I}_{0r} e^{j\omega t}\right)\right],$$

или

$$\dot{E}_1 = -j\omega L'_{12}\dot{I}_{0r} = -jX_{12}\dot{I}_{0r}. \qquad (2\text{-}19)$$

Графической интерпретацией (2-19) и записанных в комплексной форме (2-6), (2-9), (2-11) и (2-12)

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}_1 = \dot{E}_1 = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}w_1\dot{\Phi}_m, \\ \dot{U}_2 = \dot{E}_2 = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}w_2\dot{\Phi}_m, \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}20)$$

является векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе,. показанная на рис. 2-6.

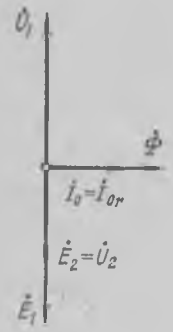


Рис. 2-6. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе (без учета потерь и активной составляющей тока).

2-7. ПОТЕРИ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Несмотря на то что магнитопровод трансформатора набирается из тонких изолированных листов электротехнической стали, мощность магнитных потерь в нем составляет 0,1—2% номинальной мощности трансформатора. Например, в трансформаторе мощностью 100 000 кВ·А эти потери составляют до 200 кВт.

В микротрансформаторах мощностью от 0,1 до 10^3 Вт эти потери больше и составляют соответственно 20—2% номинальной мощности трансформатора.

Магнитные потери складываются из гистерезисных потерь $P_г$, пропорциональных частоте f и квадрату индукции B_k^2 и потерь от вихревых токов $P_в$, пропорциональных квадратам частоты f^2 и индукции B_k^2. В практических расчетах трансформаторов, эксплуатируемых при частоте 50 Гц, определяются сразу полные магнит-

[1] Для равенства действительных частей комплексов достаточно, чтобы были равны между собой сами комплексы.

ные потери $P_м$ в отдельных элементах магнитопровода с активным сечением стали $П_k$, индукцией $B_k = \Phi_m/П_k$ и массой стали m_k

$$P_м = P_г + P_в = \sum p_{1.0/50} B_k^2 \left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} m_k, \qquad (2\text{-}21)$$

где $p_{1.0/50}$, Вт/кг, — удельные потери в электротехнической стали при частоте 50 Гц и индукции 1 Тл (см. [13]).

Магнитные потери при холостом ходе и номинальном напряжении $U_{1н}$ получаются почти такими же, как в номинальном режиме потому, что (как будет ниже показано) магнитный поток и индукция в магнитопроводе при постоянном напряжении U_1 почти не зависят от режима работы трансформатора. С электрическими потерями в первичной обмотке $P_{э0} = R_1 I_0^2$ при холостом ходе можно не считаться, так как в силу малости тока при холостом ходе эти потери значительно меньше, чем в номинальном режиме $P_{э1н} = R_1 I_{1н}^2$.

Пренебрегая электрическими потерями, можно считать потери при холостом ходе P_0 равными магнитным потерям:

$$P_0 \approx P_м.$$

2-8. ВЛИЯНИЕ МАГНИТНЫХ ПОТЕРЬ НА ПРОЦЕССЫ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Трансформатор с магнитными потерями в сердечнике $P_м$ потребляет из сети активную мощность $U_1 I_{0a}$. Действующее значение синусоидальной активной составляющей тока равно:

$$I_{0a} = P_m/U_1. \qquad (2\text{-}22)$$

Этот ток совпадает по фазе с напряжением, поэтому он может быть выражен также через фиктивное активное сопротивление R_{12},

$$I_{0a} = U_1/R_{12}. \qquad (2\text{-}23)$$

Сравнивая (2-22) и (2-23), выразим фиктивное сопротивление[1] R_{12} через напряжение и потери

$$R_{12} = U_1^2/P_м. \qquad (2\text{-}24)$$

Ток, потребляемый первичной обмоткой при холостом ходе, складывается из активного тока I_{0a} и реактивного тока I_{0r}:

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{0a} + \dot{I}_{0r} = \frac{\dot{U}_1}{R_{12}} + \frac{\dot{U}_1}{jX_{12}} = \dot{U}_1 \underline{Y}_0. \qquad (2\text{-}25)$$

Проводимость

$$\underline{Y}_0 = \frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{jX_{12}} \qquad (2\text{-}26)$$

[1] Потери в сопротивлении R_{12} при напряжении U_1 равны магнитным потерям.

соответствует двум параллельно включенным сопротивлениям R_{12} и jX_{12}.

Уравнению (2-25), отражающему процессы в трансформаторе при холостом ходе с учетом магнитных потерь, соответствует схема замещения рис. 2-7, *а*.

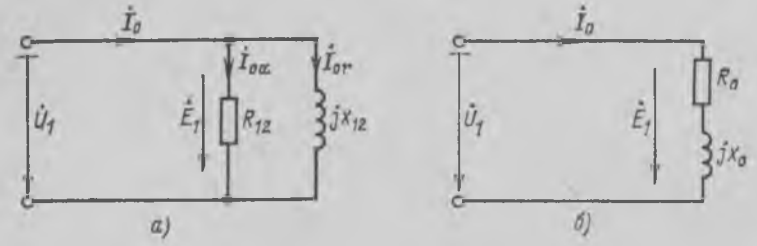


Рис. 2-7. Схемы замещения трансформатора при холостом ходе.

а — с параллельно включенными сопротивлениями; *б* — с последовательно включенными сопротивлениями.

В практических расчетах удобнее иметь дело со схемой замещения по рис. 2-7, *б*, в которую введено полное сопротивление первичной обмотки при холостом ходе

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0. \tag{2-27}$$

Выражая это сопротивление через проводимость параллельно включенных сопротивлений по (2-26)

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{1}{\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{jX_{12}}}$$

и приравнивая коэффициенты при мнимой и действительной частях, установим, что

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= R_{12}\frac{X_{12}^2}{R_{12}^2 + X_{12}^2}, \\ X_0 &= X_{12}\frac{R_{12}^2}{R_{12}^2 + X_{12}^2}, \end{aligned}\right| \tag{2-28}$$

так как при $I_{0a} \ll I_{0r}$ неизбежно $R_{12} \gg X_{12}$; окончательно выражения для этих сопротивлений имеют вид:

$$R_0 = \frac{X_{12}^2}{R_{12}}, \quad X_0 = X_{12}, \quad R_0 \ll R_{12}. \tag{2-29}$$

Сопротивление X_0 сохраняет название главное индуктивное сопротивление (или сопротивление взаимной индукции) первичной обмотки. Сопротивление R_0 представляет собой некоторое фиктивное сопротивление, потери в котором при токе I_0 равны магнитным потерям в трансформаторе

$$P_м = R_0 I_0^2.$$

Как видно из схемы замещения на рис. 2-7, *б*, произведения $R_0\dot{I}_0$ и $jX_0\dot{I}_0$ представляют собой соответственно активную и реактивную составляющие первичного напряжения $\dot{U}_1$. Связь между напряжением $\dot{U}_1$ и током холостого хода $\dot{I}_0$

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 = Z_0\dot{I}_0 \qquad (2\text{-}30)$$

иллюстрируется векторной диаграммой на рис. 2-8, которая при $P_м = 0$, $R_{12} = \infty$, $I_{0a} = 0$ совпадает с диаграммой на рис. 2-6.

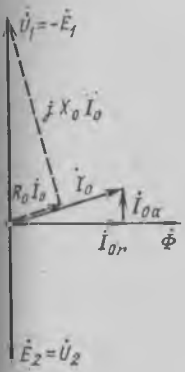


Рис. 2-8. Векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе.

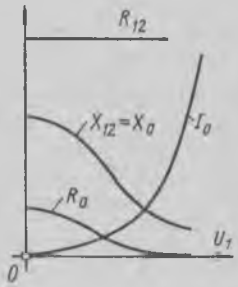


Рис. 2-9. Зависимость сопротивлений схемы замещения и тока холостого хода I_0 от напряжения U_1.

Из-за нелинейности магнитной цепи трансформатора ток I_0 растет быстрее, чем напряжение U_1, а сопротивления

$$X_0 = X_{12} \sim \frac{U_1}{I_0} \quad \text{и} \quad R_0 \sim \left(\frac{U_1}{I_0}\right)^2$$

существенно зависят от напряжения U_1 (рис. 2-9).

Сопротивление R_{12} остается при изменении первичного напряжения почти постоянным, так как магнитные потери пропорциональны квадрату индукции (2-21) или напряжения U_1 (2-20).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ПРИ НАГРУЗКЕ

3-1. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ТРАНСФОРМАТОРЕ ПРИ НАГРУЗКЕ. УРАВНЕНИЕ МДС. ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕЯНИЯ ОБМОТОК

В режиме нагрузки по вторичной обмотке трансформатора протекает ток

$$\dot{I}_2 = \dot{U}_2/Z.$$

Появление нагрузочного тока вызывает соответствующее изменение тока I_1 в первичной обмотке. В известной мере изменяются также магнитный поток Ф и вторичное напряжение U_2, возрастают

потери мощности. Для того чтобы оценить изменение величин, характеризующих процессы в трансформаторе при нагрузке, нужно в первую очередь изучить его магнитное поле и составить уравнения напряжений для его первичной и вторичной обмоток.

На рис. 3-1 изображен двухобмоточный однофазный трансформатор, вторичная обмотка которого включена на сопротивление нагрузки Z. Полагая, что все электрические и магнитные величины изменяются гармонически, их можно представить соответствующими комплексами. При этом следует помнить, что мгновенное значение величины понимается как действительная часть соответствующей комплексной амплитуды, умноженной на $e^{j\omega t}$:

$$i = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\dot{I}e^{j\omega t}\right];$$
$$u = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\dot{U}e^{j\omega t}\right];$$
$$e = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\dot{E}e^{j\omega t}\right];$$
$$\Phi = \mathrm{Re}\left[\dot{\Phi}_m e^{j\omega t}\right];$$
$$\Psi = \mathrm{Re}\left[\dot{\Psi}_m e^{j\omega t}\right].$$

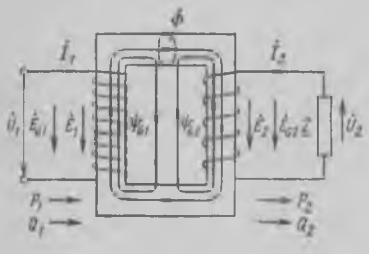


Рис. 3-1. Однофазный двухобмоточный трансформатор в режиме нагрузки.

На рис. 3-1 показаны взаимно согласованные положительные направления рассматриваемых величин. Положительные направления для токов I_1 и I_2 выбираются такими, чтобы положительные токи образовывали положительный магнитный поток взаимной индукции Ф; положительные направления для напряжений и ЭДС в каждой из обмоток совпадают с положительными направлениями токов. Положительные направления величин при нагрузке выбраны такими же, как при холостом ходе.

Магнитное поле трансформатора образуется при нагрузке током I_1 в первичной обмотке и током I_2 во вторичной обмотке. С целью упрощения описания процессов магнитное поле удобно представить в виде наложения двух полей: г л а в н о г о п о л я (и л и п о л я в з а и м н о й и н д у к ц и и) и п о л я р а с с е я н и я.

Большая часть потокосцеплений обмоток определяется полем взаимной индукции, линии которого замыкаются в пределах магнитопровода и полностью сцеплены с витками обеих обмоток. Поток индукции этого поля Ф (рис. 3-1) одинаков в любом поперечном сечении магнитопровода; его потокосцепление с первичной обмоткой равно $w_1\Phi_m$, со вторичной $w_2\Phi_m$. Согласно закону полного тока напряженность поля взаимной индукции определяется суммой МДС первичной и вторичной обмоток

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = \oint H_l\, dl.$$

Поскольку индукция и поток Ф этого поля связаны определенной зависимостью с напряженностью (см. гл. 2), можно утверждать,

что *поле взаимной индукции* Φ *образуется суммой МДС первичной и вторичной обмоток*. В отношении образования поля взаимной индукции сумму этих МДС можно представить как МДС некоторого тока i_0 в первичной обмотке

$$i_1w_1 + i_2w_2 = i_0w_1. \qquad (3\text{-}1)$$

Поэтому ток

$$i_0 = \frac{i_1w_1 + i_2w_2}{w_1}$$

называется намагничивающим током, а (3-1) — уравнением МДС.

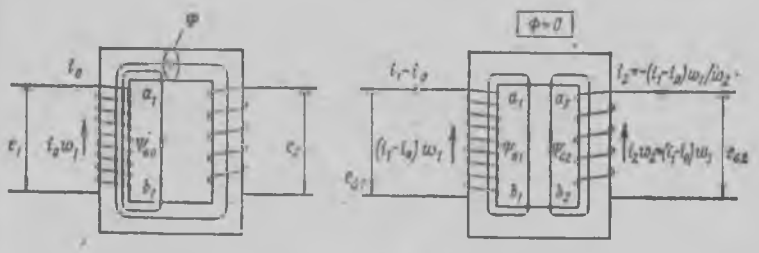


Рис. 3-2. Представление магнитного поля при нагрузке в виде суммы поля взаимной индукции (*а*) и поля рассеяния (*б*).

Учесть нелинейные эффекты при намагничивании магнитопровода трансформатора током i_0 можно таким же образом, как при холостом ходе. Несинусоидальный ток i_0 может быть заменен эквивалентным синусоидальным намагничивающим током с действующим значением $I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}$, активная составляющая которого I_{0a} связана с магнитными потерями. Эта замена позволяет записать уравнение МДС в комплексной форме

$$\dot{I}_1w_1 + \dot{I}_2w_2 = \dot{I}_0w_1. \qquad (3\text{-}2)$$

В дальнейшем эквивалентный синусоидальный намагничивающий ток $\dot{I}_0$ называется намагничивающим током. Теперь можно представить первичную МДС i_1w_1 в виде суммы МДС i_0w_1 и МДС $(i_1w_1 - i_0w_1) = -i_2w_2$, уравновешивающей МДС вторичной обмотки i_2w_2, а магнитное поле при нагрузке в виде суммы двух полей:

а) поля взаимной индукции с потоком Φ и поля рассеяния с потокосцеплением $\Psi_{\sigma 0}$, образованных МДС i_0w_1 в первичной обмотке (рис. 3-2, *а*);

б) поля рассеяния, образованного взаимно уравновешенными магнитодвижущими силами: $(i_1w_1 - i_0w_1) = -i_2w_2$ в первичной обмотке и i_2w_2 — во вторичной обмотке (рис. 3-2, *б*).

Как видно из рис. 3-2, линии магнитного поля рассеяния замыкаются через немагнитные (воздушные, масляные и др.) промежутки a_1b_1 или a_2b_2, соизмеримые по длине с участками линии, располагающихся внутри магнитопровода (b_1a_1 или b_2a_2). Эти линии сцеп-

лены либо с витками первичной обмотки ($\Psi_{\sigma 1}$ и $\Psi_{\sigma 0}$), либо с витками вторичной обмотки ($\Psi_{\sigma 2}$).

Линии поля рассеяния могут быть разбиты на две группы: линии, сцепленные только с первичной обмоткой и образующие с ней потокосцепления $\Psi_{\sigma 0}$ от тока i_0 и $\Psi_{\sigma 1}$ от тока $i_1 - i_0$, и линии, сцепленные только со вторичной обмоткой и образующие с ней потокосцепление $\Psi_{\sigma 2}$. Чтобы выяснить, какова зависимость потокосцепления рассеяния от токов в обмотках, составим уравнение полного тока, например для замкнутой линии поля рассеяния, сцепленной с первичной обмоткой, показанной на рис. 3-2, *б*;

$$\oint H\,dl = \int_{a_1}^{b_1} H_0\,dl + \int_{b_1}^{a_1} H_c\,dl = (i_1 - i_0)\,w_1.$$

Выразим напряженность магнитного поля H_0 в немагнитной области и H_c (в стальном магнитопроводе) через соответствующие индукции и магнитные проницаемости:

$$H_0 = \frac{B_0}{\mu_0}; \quad H_c = \frac{B_c}{\mu_{ac}};$$

$$\mu_{ac} = \mu_{rc}\mu_0; \quad \mu_{rc} \gg 1.$$

Поэтому напряженность поля рассеяния в магнитопроводе пренебрежимо мала:

$$H_c = \frac{B_c}{\mu_{ac}} \approx 0.$$

Полный ток равен падению магнитного напряжения на немагнитном промежутке

$$\int_{a_1}^{b_1} H_0\,dl = \frac{1}{\mu_0}\int_0^{b_1} B_0\,dl = (i_1 - i_0)\,w_1.$$

Из проведенных рассуждений следует, что $\Psi_{\sigma 1}$ пропорционально току $i_1 - i_0$. То же справедливо для потокосцеплений $\Psi_{\sigma 0}$ и $\Psi_{\sigma 2}$ и образующих их токов i_0 и i_2.

Поэтому индуктивности рассеяния обмоток

$$\left.\begin{aligned} L_{\sigma 1} &= \Psi_{\sigma 1}/(i_1 - i_0); \\ L_{\sigma 2} &= \Psi_{\sigma 2}/i_2; \\ L_{\sigma 0} &= \Psi_{\sigma 0}/i_0 \end{aligned}\right| \qquad (3\text{-}3)$$

являются постоянными для данного трансформатора величинами, зависящими только от размеров немагнитных промежутков и чисел витков в обмотках (см. § 8-2).

Полное потокосцепление рассеяния первичной обмотки может быть с большой точностью записано в виде

$$\Psi_{\sigma 1} = \Psi_{\sigma 0} + \Psi_{\sigma 10} = L_{\sigma 0} i_0 + L_{\sigma 1}(i_1 - i_0) \approx L_{\sigma 1} i_1, \qquad (3\text{-}4)$$

так как при нагрузке $i_1 \gg i_0$ можно пренебречь имеющимся различием между $L_{\sigma 0}$ и $L_{\sigma 1}$ и считать $L_{\sigma 0} \approx L_{\sigma 1}$. По аналогии с тем, как это было сделано для индуктивности взаимной индукции [см. (2-16)], индуктивности рассеяния можно выразить через соответствующие магнитные проводимости $\Lambda_{\sigma 1}$ и $\Lambda_{\sigma 2}$:

$$L_{\sigma 1} = w_1^2 \Lambda_{\sigma 1}, \quad L_{\sigma 2} = w_2^2 \Lambda_{\sigma 2},$$

или через коэффициенты проводимости

$$\left.\begin{aligned} L_{\sigma 1} &= \mu_0 w_1^2 \lambda_{\sigma 1}; \\ L_{\sigma 2} &= \mu_0 w_2^2 \lambda_{\sigma 2}, \end{aligned}\right\} \tag{3-5}$$

где для проводимостей немагнитных промежутков имеют место соотношения

$$\left.\begin{aligned} \lambda_{\sigma 1} &= \Lambda_{\sigma 1}/\mu_0, \\ \lambda_{\sigma 2} &= \Lambda_{\sigma 2}/\mu_0. \end{aligned}\right\} \tag{3-6}$$

3-2. УРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ ОБМОТОК

Индуктированные в каждой из обмоток ЭДС удобно представить в виде суммы ЭДС взаимной индукции E_1 (E_2), ЭДС рассеяния $E_{\sigma 1}$ ($E_{\sigma 2}$).

Поле взаимной индукции на рис. 3-2, *а* ничем не отличается от поля при холостом ходе (сравните с рис. 2-1). Поэтому ЭДС взаимной индукции выражаются через магнитный поток взаимной индукции совершенно таким же образом, как при холостом ходе.

При некоторой ЭДС E_1 намагничивающий ток i_0 должен быть таким же, как при холостом ходе, при тех же ЭДС E_1 и потоке Φ. Поэтому связь между намагничивающим током I_0 и ЭДС взаимной индукции в первичной обмотке E_1 будет характеризоваться уравнением

$$-\dot{E}_1 = Z_0 \dot{I}_0, \tag{3-7}$$

где $Z_0 = R_0 + jX_0$.

С помощью коэффициента трансформации $n_{21} = w_2/w_1$ можно выразить ЭДС взаимной индукции во вторичной обмотке

$$-\dot{E}_2 = -n_{21}\dot{E}_1 = n_{21} Z_0 \dot{I}_0. \tag{3-8}$$

Электродвижущие силы рассеяния в первичной и вторичной обмотках $e_{\sigma 1}$, $e_{\sigma 2}$ индуктируются потокосцеплениями рассеяния $\Psi_{\sigma 1}$, $\Psi_{\sigma 2}$, пропорциональными соответственно первичному (i_1) и вторичному (i_2) токам:

$$\left.\begin{aligned} e_{\sigma 1} &= -\frac{d\Psi_{\sigma 1}}{dt} = -L_{\sigma 1}\frac{di_1}{dt}; \\ e_{\sigma 2} &= -\frac{d\Psi_{\sigma 2}}{dt} = -L_{\sigma 2}\frac{di_2}{dt}. \end{aligned}\right\} \tag{3-9}$$

Переходя к комплексной форме записи и проводя дифференцирование по аналогии с (2-19), получаем запись уравнений для рассеяния в комплексной форме

$$\left.\begin{aligned} &\dot{E}_{\sigma 1} = -j\omega L_{\sigma 1}\dot{I}_1 = -jX_1\dot{I}_1 \\ &\text{и аналогично} \\ &\dot{E}_{\sigma 2} = -j\omega L_{\sigma 2}\dot{I}_2 = -jX_2\dot{I}_2. \end{aligned}\right\} \tag{3-10}$$

В этих уравнениях параметры

$$X_1 = \omega L_{\sigma 1} \quad \text{и} \quad X_2 = \omega L_{\sigma 2} \tag{3-11}$$

называются соответственно индуктивными сопротивлениями рассеяния первичной и вторичной обмоток.

Как видно из (3-10), ЭДС рассеяния отстают по фазе от токов, с которыми они связаны, на угол $\pi/2$. После определения ЭДС в обмотках при нагрузке, имея в виду, что все рассматриваемые величины изменяются гармонически [1], можно записать уравнения напряжений Кирхгофа для первичной и вторичной обмоток в комплексной форме

$$\left.\begin{aligned} &\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = R_1\dot{I}_1; \\ &\dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} = R_2\dot{I}_2 + \dot{U}_2, \end{aligned}\right\} \tag{3-12}$$

где R_1, R_2 — активные сопротивления соответственно первичной и вторичной обмоток с учетом дополнительных потерь при переменном токе (см. § 31-2).

При составлении (3-12) положительные направления выбраны по рис. 3-1; напряжение $\dot{U}_1$ понимается как ЭДС первичной сети, введенная в обмотку извне; напряжение $\dot{U}_2 = \underline{Z}\dot{I}_2$ понимается как падение напряжения на вторичной нагрузке с полным сопротивлением $\underline{Z} = R + jX$. Выразив ЭДС рассеяния в (3-12) через соответствующие индуктивные сопротивления рассеяния и токи (3-10), можно записать уравнения напряжений следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} &\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1\underline{Z}_1; \\ &\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2\underline{Z}_2, \end{aligned}\right\} \tag{3-13}$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$; $\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2$ — комплексные сопротивления первичной и вторичной обмоток.

3-3. ПРИВЕДЕНИЕ ВТОРИЧНЫХ ВЕЛИЧИН К ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКЕ

Для упрощения описания электромагнитных процессов в трансформаторе удобно привести величины вторичной обмотки к первичной обмотке. Под «приведением» понимается особый расчетный прием, при котором реальный трансформатор, имеющий в общем

[1] Несинусоидальный намагничивающий ток заменен эквивалентным синусоидальным током.

случае различные числа витков w_1 и w_2 первичной и вторичной обмоток, заменяется эквивалентным трансформатором с числом витков во вторичной обмотке, равным числу витков в первичной обмотке $w_2' = w_1$. Величины эквивалентной вторичной обмотки с числом витков w_1, называемые приведенными к первичной обмотке величинами, должны быть выражены через исходные вторичные величины на основе принципа инвариантности мощности (магнитное поле и потоки мощности P_1, Q_1, P_2, Q_2 не должны изменяться при приведении).

1. Для сохранения магнитного потока Ф нужно, чтобы сохранилась МДС вторичной обмотки, т. е.

$$\dot{I}_2' w_1 = \dot{I}_2 w_2,$$

откуда следует

$$\dot{I}_2' = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1}. \qquad (3\text{-}14)$$

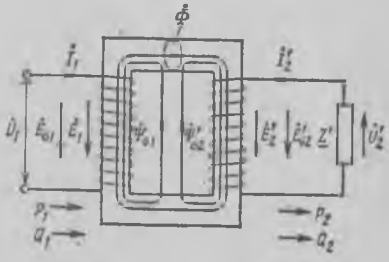


Рис. 3-3. Трансформатор по рис. 3-1 с приведенной вторичной обмоткой, имеющей число витков $w_2' = w_1$.

Здесь и в дальнейшем верхний индекс «штрих» у вторичной величины означает, что она приведена к первичной обмотке.

2. При сохранении магнитного потока Ф ЭДС пропорциональна числу витков. Поэтому ЭДС в приведенной вторичной обмотке увеличится в w_1/w_2 раз:

$$E_2' = E_2 \frac{w_1}{w_2}. \qquad (3\text{-}15)$$

3. Для сохранения мощностей P_2 и Q_2, потребляемых вторичной нагрузкой, нужно заменить ее сопротивления R и X приведенными сопротивлениями R' и X':

$$P_2 = RI_2^2 = R'I_2'^2;$$
$$Q_2 = XI_2^2 = X'I_2'^2.$$

Выразив I_2' по (3-14), найдем:

$$R' = R(w_1/w_2)^2;$$
$$X' = X(w_1/w_2)^2,$$

следовательно,

$$\underline{Z}' = R' + jX' = \underline{Z}(w_1/w_2)^2. \qquad (3\text{-}16)$$

Вторичное приведенное напряжение

$$\dot{U}_2' = \underline{Z}'\dot{I}_2' = \underline{Z}(w_1/w_2)^2 \dot{I}_2 w_2/w_1 = \dot{U}_2 w_1/w_2. \qquad (3\text{-}17)$$

Сопротивление вторичной обмотки $\underline{Z}_2$ и его активная R_2 и индуктивная X_2 составляющие приводятся к первичной обмотке та-

ким же образом:

$$\left.\begin{aligned} Z'_2 &= R'_2 + jX'_2 = Z_2(w_1/w_2)^2; \\ R'_2 &= R_2(w_1/w_2)^2; \quad X'_2 = X_2(w_1/w_2)^2. \end{aligned}\right\} \tag{3-18}$$

После приведения величин уравнение напряжений вторичной обмотки имеет вид:

$$\dot{E}'_2 = \dot{E}_2 \frac{w_1}{w_2} = \dot{U}_2 \frac{w_1}{w_2} + \underline{Z}_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1},$$

или

$$\dot{E}'_2 = \dot{U}'_2 + Z'_2 \dot{I}'_2. \tag{3-19}$$

В силу равенства витков в первичной и вторичной обмотках приведенная вторичная ЭДС не отличается от первичной ЭДС:

$$\dot{E}'_2 = \frac{w_1}{w_2} \dot{E}_2 = \dot{E}_1.$$

В уравнение МДС трансформатора с приведенной вторичной обмоткой вводится вторичная МДС, выраженная через приведенный ток $\dot{I}'_2$:

$$\dot{I}_1 w_1 + \dot{I}'_2 w_1 = \dot{I}_0 w_1.$$

Разделив это уравнение на w_1, получим так называемое уравнение токов трансформатора

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_0, \tag{3-20}$$

которое имеет тот же физический смысл, что и уравнение МДС (2-30). При достаточно больших нагрузках, когда ток в первичной обмотке значительно больше намагничивающего тока $I_1 > I_0$ (3-20), уравнение токов приближенно записывается:

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2 = -\dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1},$$

или

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1}. \tag{3-21}$$

Таким образом, при достаточно большой нагрузке приведенный вторичный ток I'_2 не отличается от первичного тока I_1.

3-4. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ТРАНСФОРМАТОРА

Векторная диаграмма напряжений и токов трансформатора представляет собой графическую интерпретацию системы уравнений трансформатора. В эту систему входят: уравнения напряжений обмоток

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \underline{Z}_1 \dot{I}_1; \tag{3-22а}$$

$$-\dot{E}'_2 = -\dot{E}_1 = -\dot{U}'_2 + \underline{Z}'_2(-\dot{I}'_2); \tag{3-22б}$$

уравнение напряжений для нагрузки

$$-\dot{U}'_2 = +Z'(-\dot{I}'_2); \qquad (3\text{-}22в)$$

уравнение ЭДС взаимной индукции

$$-\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2 = Z_0\dot{I}_0; \qquad (3\text{-}22г)$$

уравнение токов

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2. \qquad (3\text{-}22д)$$

С помощью векторной диаграммы, построенной в определенном масштабе, могут быть определены напряжения, ЭДС и токи в нагруженном трансформаторе. Последовательность построения диаграммы зависит от того, какими величинами задан режим работы трансформатора и значения каких величин требуется найти путем графических построений.

Предположим, что задан вторичный ток $\dot{I}_2$ и сопротивление нагрузки $Z = R + jX$ (при индуктивной нагрузке $X > 0$, при емкостной $X < 0$). Требуется найти вторичное напряжение $\dot{U}_2$, ЭДС $\dot{E}_1$, намагничивающий ток $\dot{I}_0$, первичный ток $\dot{I}_1$ и первичное напряжение $\dot{U}_1$. Диаграмма строится обычно для трансформатора с приведенной вторичной обмоткой, поэтому нужно начать с определения приведенных вторичных величин и параметров, в данном случае вторичного приведенного тока

$$I'_2 = (w_2/w_1)\, I_2$$

и приведенных параметров

$$Z' = Z(w_1/w_2)^2 = R' + jX';$$
$$Z'_2 = Z_2(w_1/w_2)^2 = R'_2 + jX'_2.$$

Диаграмма получается более компактной, если на ней изображаются обратные комплексы $-\dot{I}'_2$, $-\dot{U}'_2$. Построение (рис. 3-4) следует начать с комплекса $-\dot{I}'_2$, который может быть направлен произвольно, например совмещен с действительной положительной осью временной комплексной плоскости и отложен в масштабе, принятом для токов. Затем с помощью уравнения напряжений нагрузки определяется приведенное вторичное напряжение $-\dot{U}'_2$. Это напряжение складывается из активной R' $(-\dot{I}'_2)$ и реактивной jX' $(-\dot{I}'_2)$ составляющих, отложенных в определенном масштабе. Активная составляющая направляется вдоль тока $-\dot{I}'_2$, реактивная (в случае индуктивной нагрузки, когда $X > 0$) опережает ток $-\dot{I}'_2$ на угол $\pi/2$. Фактическое вторичное напряжение рассчитывается по (3-17):

$$U_2 = U'_2 w_2/w_1.$$

Далее определяется графически ЭДС взаимной индукции $-\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2$ и рассчитываются ток

$$I_0 = \frac{E_1}{\sqrt{R_0^2 + X_0^2}}$$

и фазовый угол

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \frac{X_0}{R_0},$$

после чего ток I_0 откладывается на диаграмме. Магнитный поток взаимной индукции $\dot{\Phi}$ может быть рассчитан по (3-7) и отложен в своем масштабе (поток отстает от ЭДС $-\dot{E}_1$ на угол $\pi/2$). Первичный ток I_1 определяется из уравнений токов.

Первичное напряжение U_1 графически определяется аналогично. В результате построения определяются также угол φ_2 между вторичными напряжением и током и угол φ_1 между соответствующими первичными величинами.

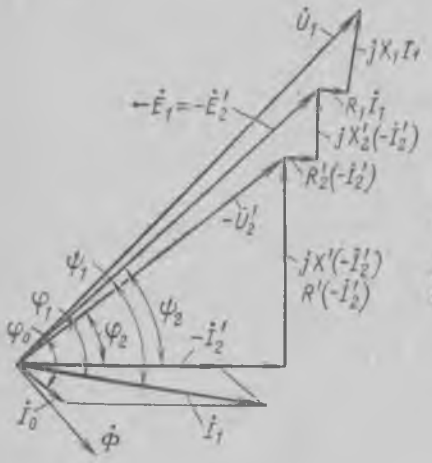


Рис. 3-4. Векторная диаграмма трансформатора при активно-индуктивной вторичной нагрузке ($\varphi_2 > 0$; $X > 0$).

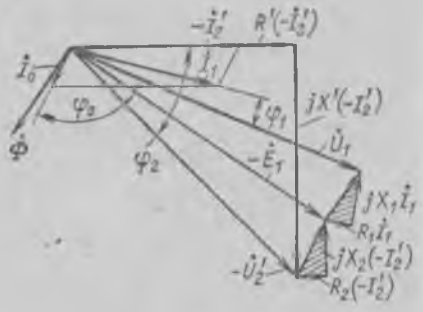


Рис. 3-5. Векторная диаграмма трансформатора при активно-емкостной вторичной нагрузке ($\varphi_2 < 0$; $X < 0$).

При активно-индуктивной вторичной нагрузке и первичный, и вторичный ток отстает по фазе от соответствующих напряжений; углы φ_1 и φ_2 считаются положительными, $\varphi_1 > 0$, $\varphi_2 > 0$ (рис. 3-4).

Векторная диаграмма при активно-емкостной нагрузке (при $X < 0$) построена на рис. 3-5. Как видно из диаграммы, вторичный ток опережает напряжение на угол φ_2 ($\varphi_2 < 0$); первичный ток при сильно выраженной емкостной составляющей (см. рис. 3-5) также опережает напряжение на угол $\varphi_1 < 0$ (при слабо выраженной емкостной составляющей первичный ток может отставать от напряжения).

3-5. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Электрическая схема замещения однофазного двухобмоточного трансформатора как четырехполюсника вытекает из системы уравнений (3-22а) — (3-22д), записанных через приведенные к первичной обмотке величины.

Электрическая схема, замещающая нагруженный трансформатор, должна при определенном напряжении $\dot{U}_1$ потреблять из сети такой же ток $\dot{I}_1$, как трансформатор. Чтобы найти структуру этой схемы, нужно выразить первичное напряжение трансформатора $\dot{U}_1$ через первичный ток $\dot{I}_1$.

Сначала выразим ток $\dot{I}_1$ через ЭДС $\dot{E}_1$ и параметры

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2' = \frac{-\dot{E}_1}{Z_0} + \frac{-\dot{E}_1}{Z_2' + Z'},$$

откуда

$$-\dot{E}_1 = \frac{\dot{I}_1}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_2' + Z'}}.$$

Затем введем найденное выражение для ЭДС в уравнение напряжений

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{E}_1 = \dot{I}_1 \left(Z_1 + \frac{1}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_2' + Z'}} \right) = \dot{I}_1 Z_э. \qquad (3\text{-}23)$$

Из полученного соотношения видно, что электрическая схема, замещающая трансформатор и потребляющая из первичной сети ток $\dot{I}_1$, должна обладать эквивалентным сопротивлением

$$Z_э = Z_1 + \frac{1}{\frac{1}{Z_0} + \frac{1}{Z_2' + Z'}}.$$

Такое сопротивление имеет схема на рис. 3-6, в которой последовательно с Z_1 включено сопротивление, образованное из включенных параллельно сопротивления Z_0 и сопротивления $Z_2' + Z'$.

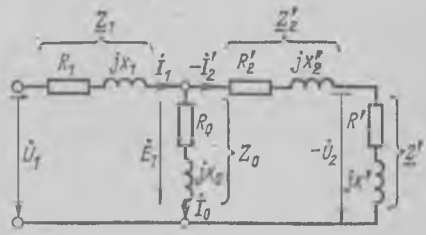


Рис. 3-6. Электрическая схема замещения трансформатора.

Детальный анализ показывает, что в отдельных ветвях схемы протекают те же токи, что и в обмотках приведенного трансформатора. При этом токи, втекающие в узлы схемы, и напряжения в ее контурах удовлетворяют основным уравнениям трансформатора.

3-6. ВЫРАЖЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН И ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРА В ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ЕДИНИЦАХ

Электрические величины (токи, напряжения) и параметры (индуктивные и активные сопротивления) могут быть выражены в относительных единицах, т. е. в долях некоторых величин, принятых за базисные.

Применение системы относительных единиц упрощает запись уравнений, описывающих процессы в трансформаторе. Существенно облегчается также контроль расчетных данных и результатов расчета, поскольку параметры различных трансформаторов в относительных единицах отличаются друг от друга в значительно меньшей мере, чем параметры, выраженные в абсолютных единицах.

За базисные значения величин для первичной обмотки трансформатора принимаются:

номинальное фазное первичное напряжение $U_{1н}$;

номинальный фазный первичный ток $I_{1н}$;

сопротивление трансформатора по отношению к первичной сети в номинальном режиме

$$Z_{1н} = U_{1н}/I_{1н}; \tag{3-24}$$

номинальная мощность трансформатора

$S_{1н} = U_{1н}I_{1н}$ (для однофазного трансформатора);

$S_{1н} = 3U_{1н}I_{1н}$ (для трехфазного трансформатора).

За базисные значения величин для вторичной обмотки принимаются:

номинальное фазное вторичное напряжение $U_{2н} = U_{1н}w_2/w_1$;

номинальный фазный вторичный ток $I_{2н} = I_{1н}w_1/w_2$;

сопротивление трансформатора по отношению к вторичной сети (при $U_{2н}$ и $I_{2н}$)

$$Z_{2н} = \frac{U_{2н}}{I_{2н}} = Z_{1н}\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2; \tag{3-25}$$

базисная мощность первичной обмотки

$$S_{2н} = S_{1н}.$$

Для выражения величин первичной обмотки в относительных единицах нужно разделить эти величины в абсолютных единицах на соответствующую базисную величину той же размерности

$$\left.\begin{aligned} U_{*1} &= \frac{U_1}{U_{1н}}; \quad I_{*1} = \frac{I_1}{I_{1н}}; \quad Z_{*0} = \frac{Z_0}{Z_{1н}}; \\ Z_{*1} &= \frac{Z_1}{Z_{1н}}; \quad P_{*1} = \frac{P_1}{S_{1н}} = U_{*1}I_{*1}\cos\varphi_1. \end{aligned}\right\} \tag{3-26}$$

Дополнительный индекс у обозначения величины в виде * означает, что величина выражена в относительных единицах (иногда, если это оговорено специально в тексте, индексы опускаются). Заметим также, что формула для мощности в относительных единицах одинаково пригодна для однофазных и трехфазных трансформаторов.

Величины вторичной обмотки могут быть выражены в относительных единицах двумя равноценными способами. В первом из них величина вторичной обмотки в абсолютных единицах делится на соответствующую базисную величину вторичной обмотки; во

втором — величина вторичной обмотки сначала приводится к первичной обмотке, а затем делится на соответствующую базисную величину первичной обмотки:

$$U_{*2}=\frac{U_2}{U_{2н}}=\frac{U_2'}{U_{1н}};\quad I_{*2}=\frac{I_2}{I_{2н}}=\frac{I_2'}{I_{1н}};$$

$$Z_{*2}=\frac{Z_2}{Z_{2н}}=\frac{Z_2'}{Z_{1н}};\quad P_{*2}=\frac{P_2}{S_{2н}}=\frac{P_2'}{S_{1н}}=U_{*2}I_{*2}\cos\varphi_2. \quad (3\text{-}27)$$

Индекс приведения у вторичной величины, выраженной в относительных единицах, по понятным причинам опускается.

Все уравнения трансформатора могут быть записаны в относительных единицах. Для того чтобы представить уравнение напряжений или токов в относительных единицах, его нужно разделить соответственно или на базисное напряжение, или на базисный ток. Сделаем это, например, для уравнения напряжений первичной обмотки (3-13)

$$\dot{U}_{*1}=\frac{\dot{U}_1}{U_{1н}}=\frac{-\dot{E}_1}{U_{1н}}+\underline{Z}_1\frac{I_{1н}}{U_{1н}}\frac{\dot{I}_1}{I_{1н}},$$

или

$$\dot{U}_{*1}=-\dot{E}_{*1}+\underline{Z}_{*1}\dot{I}_{*1} \quad (3\text{-}28)$$

и для уравнения токов

$$\frac{\dot{I}_1}{I_{1н}}+\frac{\dot{I}_2'}{I_{1н}}=\frac{\dot{I}_0}{I_{1н}}$$

или

$$\dot{I}_{*1}+\dot{I}_{*2}=\dot{I}_{*0}. \quad (3\text{-}29)$$

Как видно, уравнения в системе относительных единиц записываются почти так же, как в системе абсолютных единиц, исчезают лишь индексы приведения к первичной обмотке. В относительных единицах удобно выражать параметры и величины схемы замещения и строить векторные диаграммы.

Параметры обмоток и потери трансформаторов, выраженные в относительных единицах, варьируются в сравнительно узких пределах и зависят главным образом от номинальной мощности трансформатора. Установим соотношения, которые имеются между некоторыми величинами в относительных единицах: индуктивное сопротивление взаимной индукции обратно пропорционально току холостого хода:

$$X_{*0}=Z_{*0}=\frac{Z_0}{Z_{1н}}=\frac{U_{1н}}{I_0}\frac{I_{1н}}{U_{1н}}=\frac{I_{1н}}{I_0}; \quad (3\text{-}30)$$

активное сопротивление ветви намагничивания выражается через ток холостого хода и магнитные потери (или потери холостого хода):

$$R_{*0}=\frac{R_0}{Z_{1н}}=\frac{P_м I_{1н}}{3I_0^2U_{1н}}=\frac{P_м}{3U_{1н}I_{1н}}\left(\frac{I_{1н}}{I_0}\right)^2=\frac{P_{*м}}{I_{*0}^2}; \quad (3\text{-}31)$$

активные сопротивления обмоток равны электрическим потерям в обмотке:

$$\left.\begin{aligned} R_{*1} &= \frac{R_1}{Z_{1н}} = \frac{3R_1 I_{1н}^2}{3U_{1н} I_{1н}} = \frac{P_{э1}}{S_{1н}} = P_{*э1}; \\ R_{*2} &= \frac{R_2'}{Z_{1н}} = \frac{3R_2' I_{1н}^2}{3U_{1н} I_{1н}} = \frac{P_{э2}}{S_{1н}} = P_{*э2}. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}32)$$

Используя эти соотношения и технические данные выпускаемых трансформаторов, можно указать пределы изменения относительных величин и параметров для трахфазных силовых трансформаторов от 25 до 500 000 кВ · А (более мощным трансформаторам соответствуют меньшие значения активных сопротивлений и большие значения индуктивных сопротивлений):

$$\left.\begin{aligned} &I_{*0} = 0{,}03 \div 0{,}003; \\ &P_{*м} = P_{*0} = 0{,}005 \div 0{,}0006; \\ &P_{*1э} + P_{*э2} = P_{*к} = 0{,}025 \div 0{,}0025; \\ &X_{*1} = X_{*2} = 0{,}03 \div 0{,}07; \\ &Z_{*0} = X_{*0} = 33 \div 330; \\ &R_{*1} = R_{*2} = 0{,}0125 \div 0{,}00125; \\ &R_{*0} = 5{,}5 \div 65. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}33)$$

Как видно из приведенных данных, при изменении мощности в 20 000 раз параметры в относительных единицах изменяются не более чем в 10 раз (сопротивления X_{*1} и X_{*2} всего в 2 раза). Те же параметры в абсолютных единицах, как легко проверить, изменяются в сотни тысяч раз.

3-7. ВЛИЯНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ НАГРУЗКИ НА ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

Вторичная и первичная обмотки связаны магнитным полем взаимной индукции. Поэтому всякое изменение сопротивления вторичной нагрузки при неизменном первичном напряжении $U_{1н} = \text{const}$ приводит не только к соответствующему изменению вторичного тока I_2, но также к изменению магнитного потока Ф, намагничивающего тока I_0, первичного тока I_1 и вторичного напряжения U_2. После затухания переходного процесса, связанного с изменением сопротивления нагрузки, автоматически устанавливается новый режим, в котором электрические и магнитные цепи трансформатора снова находятся в равновесном состоянии. Иными словами, устанавливаются такие токи в обмотках и такой магнитный поток, при которых снова удовлетворяются условия равновесия для его электрических цепей в виде уравнений напряжений (3-13) или (3-19) и для магнитной цепи в виде уравнения токов (3-20), дополненного уравнениями для ЭДС (3-7), (3-8).

При изменении вторичного тока начинает изменяться амплитуда магнитного потока Φ_m и индуктированная им ЭДС E_1. Нарушается имевшееся равновесное состояние в первичной цепи, которому соответствовал некоторый первичный ток, и в первичной обмотке в соответствии с (3-13) появляется ток $\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1 - (-\dot{E}_1)}{Z_1}$. Изменения ЭДС E_1 и тока I_1 происходят до тех пор, пока намагничивающий ток (при новом токе I_2) и соответствующая ему ЭДС $-\dot{E}_1 = \underline{Z}_0 \dot{I}_0$ не будут достаточны для появления в цепи первичной обмотки установившегося тока I_1.

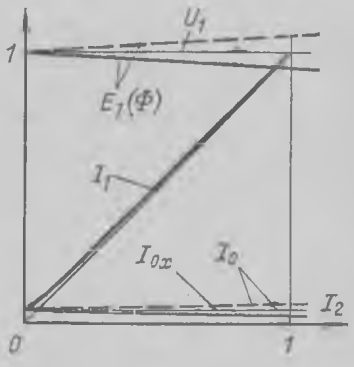


Рис. 3-7. Зависимости потока Ф, ЭДС E_1, намагничивающего тока I_0 и первичного тока I_1 от вторичного тока I_2.

———— — активно-индуктивная нагрузка $\varphi_2 > 0$; — — — — — — активно-емкостная нагрузка $\varphi_2 < 0$.

Рассматривая совместно записанные выше уравнения, можно выразить первичный ток (рис. 3-7)

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{1н}}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1} - \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1}\dot{I}'_2 = \dot{I}_{0x} - \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1}\dot{I}'_2, \qquad (3\text{-}34)$$

где $\dot{I}_{0x} = \frac{\dot{U}_{1н}}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1}$ — намагничивающий ток при холостом ходе.

Учитывая, что $Z_1 \ll Z_0$, при достаточно большой нагрузке получим:

$$I_{0x} \ll I_1 \text{ и } \dot{I}_1 = -\dot{I}'_2.$$

Магнитный поток Ф изменяется пропорционально ЭДС E_1, которая, в свою очередь, зависит от первичного тока и его фазы:

$$-\dot{E}_1 = \dot{U}_{1н} - \underline{Z}_1 \dot{I}_1,$$

или в относительных единицах

$$-\dot{E}_{*1} = \dot{U}_{*1н} - \underline{Z}_{*1}\dot{I}_{*1}. \qquad (3\text{-}35)$$

При холостом ходе, когда $I_1 = I_{0x} \approx 0$, ЭДС и поток равны первичному напряжению, которое считается единичным:

$$E_{*1} = \Phi_{*1} = \frac{\Phi_1}{\Phi_{1н}} = U_{*1н} = 1.$$

При номинальной нагрузке ($I_{*1} = I_{*1н} = 1$) ЭДС и поток по сравнению с холостым ходом изменяются незначительно. Даже при такой фазе тока $I_{1н}$, при которой $Z_1 I_1$ совпадает или противоположна по направлению с напряжением $\dot{U}_{1н}$, ЭДС равна

$$E_{*1} = U_{*1н} \pm Z_{*1} I_{*1н} = 1 \pm Z_{*1},$$

где $Z_{*1} = 0{,}03 \div 0{,}07$ (3-33).

Таким образом, даже в самом неблагоприятном случае нагрузки ЭДС и поток при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке (рис. 3-7) изменяются всего на $Z_{*1} \cdot 100\% = 3 \div 7\%$.

При других фазах токов I_2 и I_1 наблюдается еще меньшее изменение этих величин, причем, как видно из диаграмм на рис. 3-4 и 3-5, при активно-индуктивной нагрузке ЭДС снижается, а при активно-емкостной, если угол φ_2 близок к $-\pi/2$, может повышаться. Влияние нагрузки на намагничивающий ток также невелико. Это можно оценить по (3-20):

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{Z_0} = \frac{\dot{U}_1 - Z_1\dot{I}_1}{Z_0} = \dot{I}_{0s} - \frac{Z_1}{Z_0}\dot{I}_1. \qquad (3\text{-}36)$$

В линейном приближении этот ток изменяется, так же как ЭДС E_1, с учетом нелинейности магнитной цепи, которая приводит к изменению Z_0 — несколько более резко. Учет нелинейности может быть произведен с помощью характеристики намагничивания $\Phi = f(I_0)$, показанной на рис. 2-9.

Зависимости I_1, E_1, Φ, I_0 от вторичного тока I_2 при нагрузках индуктивного и емкостного характера показаны на рис. 3-7.

3-8. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В НАГРУЖЕННОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ

Электрическую энергию, поступающую из сети в первичную обмотку трансформатора, принято рассматривать состоящей из двух частей.

Часть энергии передается нагрузке трансформатора и частично теряется в самом трансформаторе. Средняя мощность этого однонаправленного потока энергии называется активной мощностью, потребляемой первичной обмоткой из сети, и вычисляется в однофазном трансформаторе по формуле

$$P_1 = U_1 I_1 \cos\varphi_1 = U_1 I_{1a} = U_{1a} I_1, \qquad (3\text{-}37)$$

где $I_{1a} = I_1 \cos\varphi_1$ — активная составляющая тока;

$U_{1a} = U_1 \cos\varphi_1$ — активная составляющая напряжения.

Активная мощность считается положительной $P_1 > 0$ при

$$\pi/2 < \varphi_1 < \pi/2.$$

Другая часть энергии расходуется на образование магнитных полей в самом трансформаторе [1] и электрических и магнитных полей в нагрузке. Направление потока этой части энергии изменяется дважды в течение периода и средняя его мощность равна нулю. Интенсивность процесса обмена энергией между сетью и полем (магнитным или электрическим) принято характеризовать амплитудой мгновенной мощности потока энергии, называемой реактив-

[1] Энергией электрического поля в самом трансформаторе обычно пренебрегают.

ной мощностью. Реактивная мощность, потребляемая первичной обмоткой однофазного трансформатора из сети, вычисляется по формуле

$$Q_1 = U_1 I_1 \sin \varphi_1 = U_1 I_{1r} = U_{1r} I_1, \qquad (3\text{-}38)$$

где $I_{1r} = I_1 \sin \varphi_1$ — реактивная составляющая действующего значения тока;

$U_{1r} = U_1 \sin \varphi_1$ — реактивная составляющая действующего значения напряжения.

Реактивная мощность считается положительной ($Q_1 > 0$) *при отстающей от напряжения реактивной составляющей тока, т. е. при* $0 < \varphi_1 < \pi$, *что соответствует активно-индуктивной нагрузке.* Реактивная мощность отрицательна ($Q_1 < 0$) при опережающей реактивной составляющей тока, т. е. при $0 > \varphi_1 > -\pi$, что соответствует активно-емкостной нагрузке.

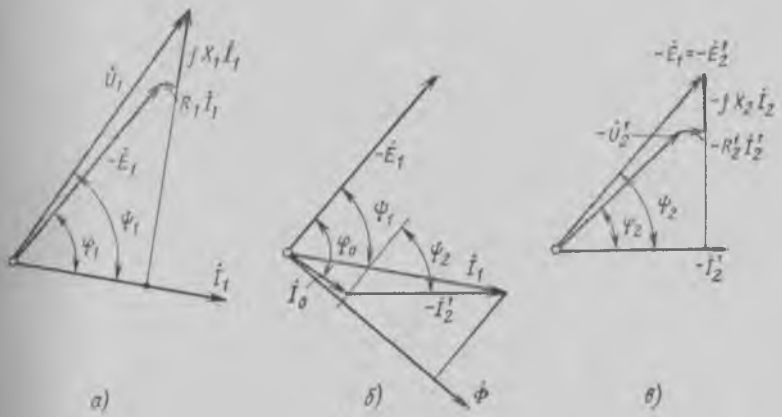


Рис. 3-8. Фрагменты векторной диаграммы трансформатора при активно-индуктивной нагрузке (по рис. 3-4).

Рассмотрим процесс преобразования активной мощности в трансформаторе. Представим активную составляющую первичного напряжения $U_{1a} = U_1 \cos \varphi_1$ в виде суммы проекций ЭДС E_1 и падения напряжения $R_1 I_1$ (см. фрагмент векторной диаграммы на рис. 3-8, *а*)

$$U_{1a} = U_1 \cos \varphi_1 = E_1 \cos \psi_1 + R_1 I_1$$

и выразим активную мощность P_1, поступающую в первичную обмотку из сети (направление ее потока показано на рис. 3-9 стрелками), в виде суммы двух мощностей:

$$P_1 = (U_1 \cos \varphi_1) I_1 = (E_1 \cos \psi_1) I_1 + (R_1 I_1) I_1. \qquad (3\text{-}39)$$

Мощность $R_1 I_1^2 = P_{э1}$ представляет собой электрические потери в первичной обмотке, выделяющиеся в виде тепла в ее проводниках (см. стрелки на рис. 3-9).

Мощность $(E_1 \cos \psi_1) I_1$ с помощью диаграммы на рис. 3-8, *б*, на которой активная составляющая первичного тока $I_1 \cos \psi_1$ представлена в виде суммы активных составляющих намагничивающего тока $I_0 \cos \varphi_0$ и вторичного тока $I_2' \cos \psi_2$, может быть в свою очередь разложена на две мощности:

$$E_1 I_1 \cos \psi_1 = E_1 I_2' \cos \psi_2 + E_1 I_0 \cos \varphi_0 = P_{эм} + P_м. \qquad (3\text{-}40)$$

Мощность $P_{эм} = E_1 I_2' \cos \psi_2$ называется электромагнитной мощностью трансформатора. Эта мощность передается электромагнит-

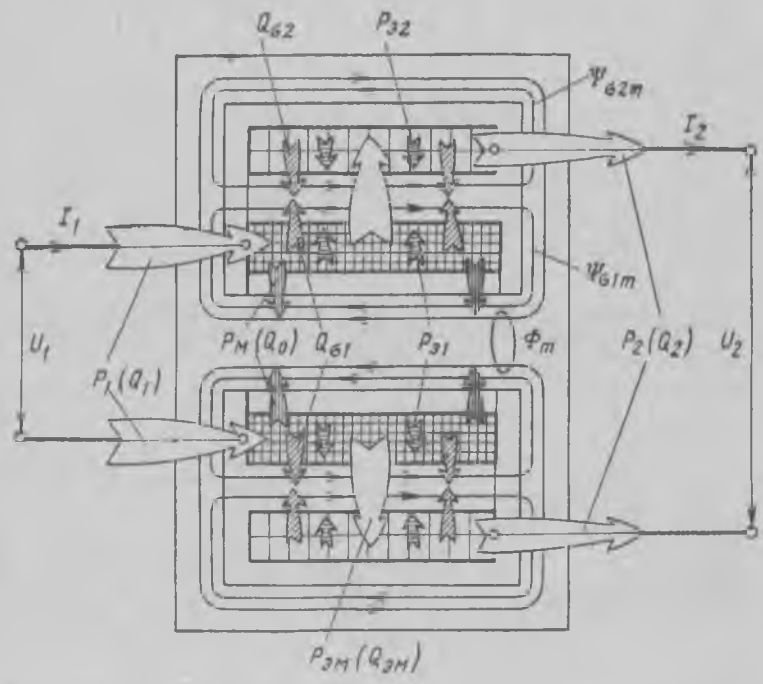


Рис. 3-9. Потоки активных и реактивных мощностей в нагруженном трансформаторе.

ным путем из первичной обмотки во вторичную. Поток электромагнитной мощности (рис. 3-9) пересекает канал между обмотками трансформатора.

Мощность $E_1 I_0 \cos \varphi_0 = E_1 I_{0a} = P_м$ представляет собой магнитные потери трансформатора (см. § 2-8).

Представим с помощью диаграммы рис. 3-8, *в* активную составляющую ЭДС $E_1 \cos \psi_2$ через активную составляющую вторичного напряжения $U_2' \cos \varphi_2$ и активное падение напряжения $R_2' I_2'$, получим:

$$P_{эм} = (E_1 \cos \psi_2) I_2' = (U_2' \cos \varphi_2) I_2' + (R_2' I_2') I_2' = P_2 + P_{э2}. \qquad (3\text{-}41)$$

Электромагнитная мощность частично расходуется на электрические потери во вторичной обмотке $P_{э2} = R'_2 I'^2_2$. Остальная ее часть $P_2 = U'_2 I'_2 \cos \varphi_2$ передается электрическим путем (рис. 3-9) во вторичную сеть.

Поступившая в трансформатор активная мощность равна:

$$\left.\begin{aligned} P_1 &= P_{э1} + P_м + P_{эм}; \\ P_{эм} &= P_{э2} + P_2, \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}42)$$

или $P_1 = P_2 + \Sigma P_{потерь}$, где $\Sigma P_{потерь} = P_{э1} + P_{э2} + P_м$.

Аналогичным образом рассматривается преобразование реактивной мощности в трансформаторе. При этом также привлекается векторная диаграмма на рис. 3-8.

Первичная реактивная мощность представляется в виде суммы следующих составляющих:

$$Q_1 = (U_1 \sin \varphi_1) I_1 = (E_1 \sin \psi_1) I_1 + (X_1 I_1) I_1 = (E_1 \sin \psi_1) I_1 + Q_{\sigma 1}; \qquad (3\text{-}43)$$

где

$$E_1 (I_1 \sin \psi_1) = E_1 (I'_2 \sin \psi_2) + E_1 (I_0 \sin \varphi_0) = Q_{эм} + Q_0$$

$$Q_{эм} = (E_1 \sin \psi_2) I'_2 = (U'_2 \sin \varphi_2) I'_2 + (X'_2 I'_2) I'_2 = Q_2 + Q_{\sigma 2}.$$

Составляющие реактивной мощности имеют следующий физический смысл:

$Q_{эм} = E_1 (I'_2 \sin \psi_2)$ — реактивная мощность, передаваемая электромагнитным путем из первичной обмотки во вторичную;

$Q_0 = E_1 (I_0 \sin \varphi_0) = E_1 I_{0r}$ — реактивная мощность, необходимая для образования магнитного поля взаимной индукции;

$Q_{\sigma 1} = X_1 I_1^2$ — реактивная мощность, необходимая для образования магнитного поля рассеяния первичной обмотки;

$Q_{\sigma 2} = X'_2 I'^2_2$ — реактивная мощность, необходимая для образования магнитного поля рассеяния вторичной обмотки;

$Q_2 = U'_2 I'_2 \sin \varphi_2$ — реактивная мощность, потребляемая вторичной сетью.

Направления потоков этих мощностей показаны на рис. 3-9.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ТРАНСФОРМАЦИЯ ТРЕХФАЗНЫХ ТОКОВ

4-1. СПОСОБЫ ТРАНСФОРМАЦИИ ТРЕХФАЗНЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ (СХЕМЫ, ОБОЗНАЧЕНИЯ, ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ)

Трансформация трехфазных токов и напряжений может быть произведена либо с помощью группы из трех однофазных двухобмоточных трансформаторов (рис. 4-1), либо с помощью трехфазного двухобмоточного трансформатора, обмотки которого размещаются на общем магнитопроводе стержневой или бронестержневой конструкции (рис. 4-2).

Магнитопровод трехфазного стержневого трансформатора может быть образован из трех совмещенных магнитопроводов однофазных

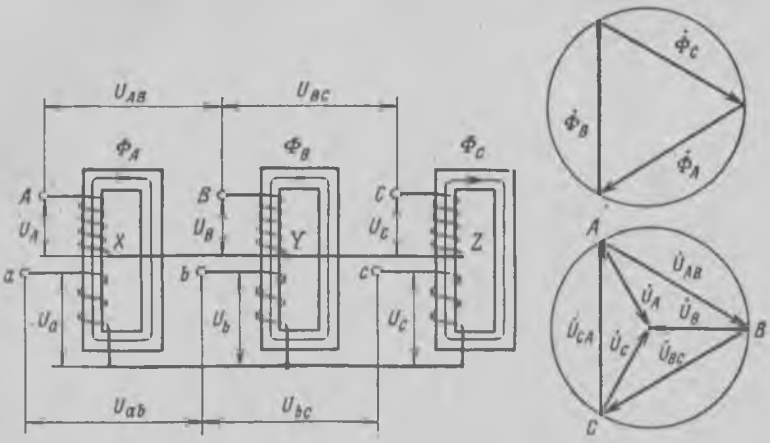


Рис. 4-1. Трансформация трехфазных токов с помощью группы однофазных трансформаторов.

трансформаторов. Расположив однофазные трансформаторы, как на рис. 4-3, *а*, и объединив между собой свободные от обмоток стержни (рис. 4-3, *б*), можно заметить, что при симметричной системе на-

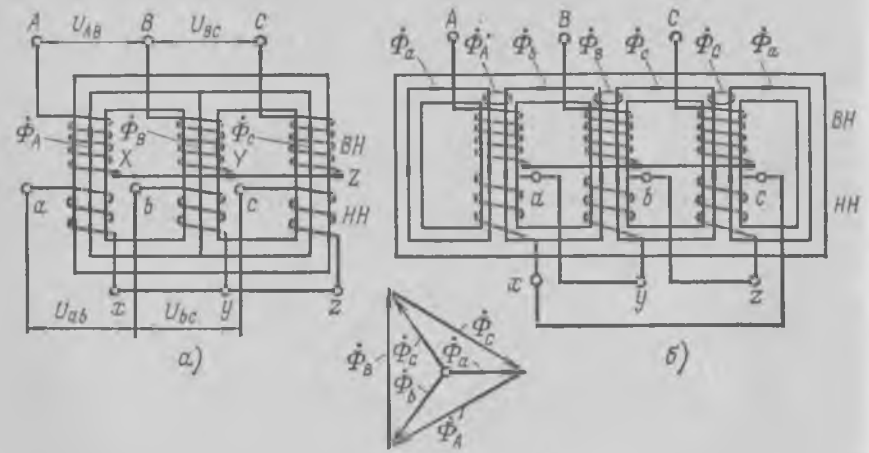


Рис. 4-2. Трехфазные трансформаторы стержневой (*а*) и бронестержневой (*б*) конструкции.

пряжений (рис. 4-1) поток в объединенном стержне, равный сумме фазных потоков, обращается в нуль:

$$\dot{\Phi}_A + \dot{\Phi}_B + \dot{\Phi}_C = 0,$$

поэтому объединенный стержень может быть удален (рис. 4-3, *б*).

Полученный таким образом магнитопровод иногда находит применение и называется «пространственным трехфазным магнитопроводом». Мгновенные потоки стержней A и C замыкаются в таком трансформаторе через стержень B, так как $\dot{\Phi}_B = -\dot{\Phi}_A - \dot{\Phi}_C$. Однако наибольшее распространение полу-

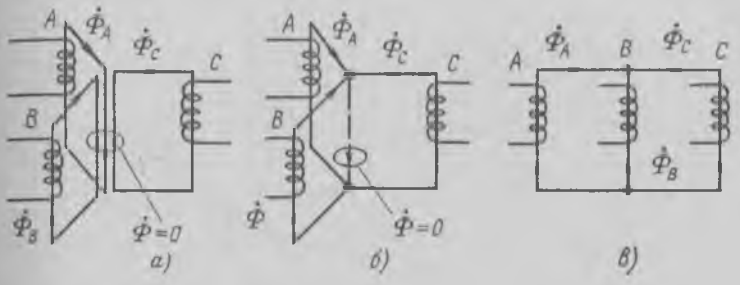


Рис. 4-3. Образование пространственного (*а* и *б*) и плоского (*в*) трехфазного магнитопровода из трех однофазных.

чил плоский стержневой магнитопровод (рис. 4-3, *в*) со стержнями, расположенными в одной плоскости, который отличается от «пространственного магнитопровода» тем, что у магнитопровода фазы B нет ярм и оси стержней всех фаз и ярм размещены в одной плоскости.

Магнитная цепь плоского магнитопровода обладает небольшой магнитной асимметрией, которая приводит к несимметрии намагничивающих токов. Из-за малости этих токов по сравнению с токами нагрузки эта несимметрия не опасна.

Магнитопровод бронестержневой конструкции (рис. 4-2, *б*) применяется в трансформаторах предельной мощности с целью уменьшения высоты ярм. Этот эффект достигается за счет образования дополнительных магнитных путей (в виде боковых стержней), по которым могут замыкаться магнитные потоки. Фазные потоки в бронестержневом магнитопроводе $\dot{\Phi}_A$, $\dot{\Phi}_B$ и $\dot{\Phi}_C$ можно представить образованными из потоков отдельных контуров $\dot{\Phi}_a$, $\dot{\Phi}_b$, $\dot{\Phi}_c$ (рис. 4-2, *б*), причем $\dot{\Phi}_A = \dot{\Phi}_b - \dot{\Phi}_a$, $\dot{\Phi}_B = \dot{\Phi}_c - \dot{\Phi}_b$, $\dot{\Phi}_C = \dot{\Phi}_a - \dot{\Phi}_c$. Как видно из диаграммы потоков (рис. 4-2), построенной по данным расчета магнитной цепи, потоки контуров ярм образуют почти симметричную звезду (поток Φ_a несколько меньше потока $\Phi_b = \Phi_c$) и получаются в ярмах b и c почти в $\sqrt{3}$ раз меньшими, чем потоки в фазных стержнях [напомним, что в стержневом трансформаторе (рис. 4-2, *а*) потоки в ярмах не отличаются от потоков в фазных стержнях].

Более экономичным является трехфазный трансформатор, поэтому группу однофазных трансформаторов применяют лишь в тех случаях, когда трехфазный трансформатор соответствующей мощ-

ности не может быть использован из-за чрезмерно большой массы или габаритов.

Обмотки отдельных фаз соединяются в звезду (рис. 4-1, 4-2, *а*), в треугольник (рис. 4-2, *б* — обмотка *НН*), реже по схеме зигзаг (рис. 4-4). При соединении звездой $U_л = U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = \sqrt{3}U_ф$, где $U_ф = U_A = U_B = U_C$; $I_л = I_ф$; при соединении треугольником $U_л = U_ф = U_a = U_b = U_c = U_{ab} = U_{bc} = U_{ac}$; $I_л = \sqrt{3}I_ф$; при соединении по схеме зигзаг соотношения между напряжениями и токами получаются такими же как в случае соединения

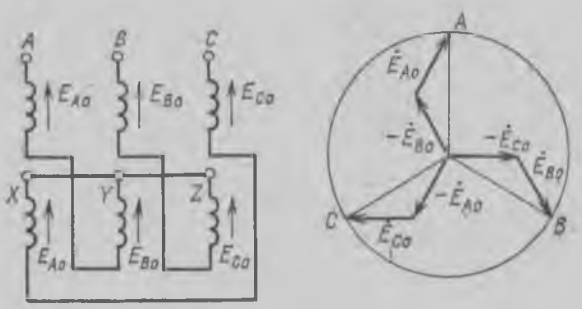


Рис. 4-4. Соединение по схеме зигзаг—звезда.

звездой, но для получения такого же фазного напряжения число витков в фазе должно быть увеличено в $2/\sqrt{3} = 1{,}16$ раза. Это приводит к увеличению стоимости трансформатора с обмоткой, соединенной по схеме зигзаг, которое только в известной мере окупается некоторыми эксплуатационными преимуществами схемы (в отношении формы кривых потоков и фазных ЭДС).

Схема соединения в звезду согласно ГОСТ 11677-76 обозначается знаком Y, русской буквой У или латинской Y, соединение в треугольник — знаком Δ, русской буквой Д или греческой Δ; соединение в зигзаг — латинской буквой Z.

Индекс «н» у буквенного обозначения звезды или зигзаг говорит о том, что нулевая точка выведена из трансформатора и может быть использована для присоединения нулевого провода.

Обмоткой высшего напряжения (ВН) называют обмотку, обладающую большим номинальным (линейным) напряжением; обмоткой низшего напряжения (НН) — обладающую меньшим напряжением.

Схему соединения двухобмоточного трансформатора обозначают в виде дроби, в числителе которой помещают обозначение обмотки ВН, в знаменателе — обмотки НН. Например схема соединения трансформатора по рис. 4-2, *а* обозначается Y/Y или У/У; схема по рис. 4-2, *б* обозначается Y/Δ или У/Д.

Согласно ГОСТ 11677-75 начало и конец обмотки ВН однофазного трансформатора обозначают *А* и *Х*, обмотки НН — *а* и *х*. Для начал и концов обмотки ВН трехфазного трансформатора приме-

няют обозначения A, B, C и X, Y, Z; для обмотки НН — a, b, c или x, y, z; вывод нулевой точки звезды обозначают соответственно О (для ВН) и о (для НН) [1].

4-2. ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ ПРИ СИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Для описания электромагнитных процессов в трехфазных трансформаторах при симметричной нагрузке может быть применена теория, развитая применительно к однофазным трансформаторам.

К одной фазе трехфазного трансформатора, образованной из первичной и вторичной обмоток, расположенных на одном стержне, полностью применимы все соотношения, выведенные для однофазного трансформатора. Требуется, правда, учесть некоторые особенности, связанные с намагничиванием магнитопроводов трехфазных трансформаторов (см. § 4-4) и расчетом намагничивающего тока (см. § 8-1). Однако в силу малости намагничивающих токов по сравнению с токами нагрузки несимметрия этих токов, связанная с несимметрией плоского трехфазного магнитопровода, существенного значения не имеет и в расчет вводится эквивалентная симметричная система усредненных намагничивающих токов, которым соответствуют усредненные значения сопротивлений взаимной индукции ($Z_{0A} = Z_{0B} = Z_{0C}$), учитывающие магнитные связи между обмотками различных фаз.

Поскольку поля рассеяния сосредоточены в пространстве, занятом самими обмотками (см. § 8-2), поля рассеяния отдельных фаз можно рассматривать независимо от полей рассеяния других фаз, а сопротивления рассеяния фазных обмоток, обладающих одинаковыми размерами, считать не отличающимися друг от друга ($X_{1A} = X_{1B} = X_{1C}$, $X_{2A} = X_{2B} = X_{2C}$). Это относится и к активным сопротивлениям фаз (R_1, R_2).

Поэтому при симметричных первичных линейных напряжениях $U_{1л}$ и сопротивлениях нагрузки фазные токи и напряжения получаются симметричными. Это позволяет использовать простые соотношения между линейными и фазными величинами ($I_ф = I_л$; $U_ф = U_л/\sqrt{3}$ для звезды и $U_ф = U_л$, $I_ф = I_л/\sqrt{3}$ для треугольника) и применить для описания явлений в каждой из фаз уравнения, схему замещения и векторную диаграмму однофазного трансформатора (см. гл. 3), вводя в них фазные величины (фазные напряжения, фазные токи, фазные сопротивления) и коэффициент трансформации, определенный по отношению фазных напряжений или витков:

$$n_{21} = \frac{U_{2н\,(ф)}}{U_{1н\,(ф)}} = \frac{w_2}{w_1}.$$

[1] В соответствии с ГОСТ 1494-77 (Электротехника. Буквенные обозначения основных величин) нейтральный провод обозначается буквой N.

4-3. СХЕМЫ И ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

При эксплуатации трансформаторов в электрических системах необходимо знать угол сдвига по фазе ЭДС обмоток высшего и низшего напряжений. Этот угол понимается как угол между ЭДС обмоток ВН и НН, измеренными на одноименных выводах; например, между ЭДС обмотки ВН на выводах A и B и ЭДС обмотки НН на выводах a и b.

Одно из возможных взаимных расположений комплексов линейных ЭДС AB и ab в трехфазных трансформаторах показано на рис. 4-5 (направление от A к B и соответственно от a к b говорит о выбранном положительном направлении).



Рис. 4-5. Определение группы соединения обмоток.

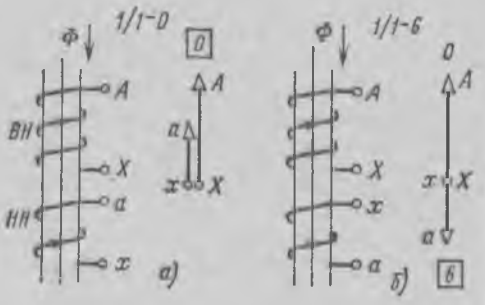


Рис. 4-6. Группы соединения обмоток и обозначения выводов однофазных трансформаторов.

В однофазных трансформаторах угол между ЭДС ВН и НН может быть равен 0 или 180°; линейные ЭДС обмоток ВН и НН трехфазных трансформаторов могут быть сдвинуты на угол, кратный 30°. Поскольку этот угол во всех случаях кратен 30°, его удобно выражать не в градусах или радианах, а в числе делений часового циферблата (угол между его соседними делениями равен 30°).

Трансформаторы, имеющие одинаковые углы между ЭДС, относятся к одной и той же группе соединения, характеризующейся своим номером.

При этом *под номером группы соединения понимается время на часах, минутная стрелка которых совмещена с ЭДС ВН и установлена на цифре 0 (12), а часовая совмещена с одноименной ЭДС НН (в трехфазных трансформаторах о номере группы судят по углу между линейными ЭДС).*

Применение этого правила иллюстрируется рис. 4-5, на котором показано взаимное расположение ЭДС для трансформатора группы соединения 11.

В обозначении трансформатора номер группы соединения указывается после обозначения схемы соединения его обмоток (например, Y/Y-0 или Y/Δ-11). Если обмотки фаз ВН и НН намотаны в одну сторону, то при определенном обозначении выводов ВН в однофаз-

ном трансформаторе имеется два возможных варианта маркировки выводов НН, показанные на рис. 4-6. Поскольку обмотки сцеплены с одним и тем же потоком Ф, ЭДС, обозначенные одинаковыми буквами, в случае *а* будут находиться в фазе, а в случае *б* — в противофазе (при уменьшении Ф в случае *а* ЭДС ВН и НН направлены от *X* к *A* и от *x* к *a*; в случае *б* — ЭДС НН направлена от *a* к *x*).

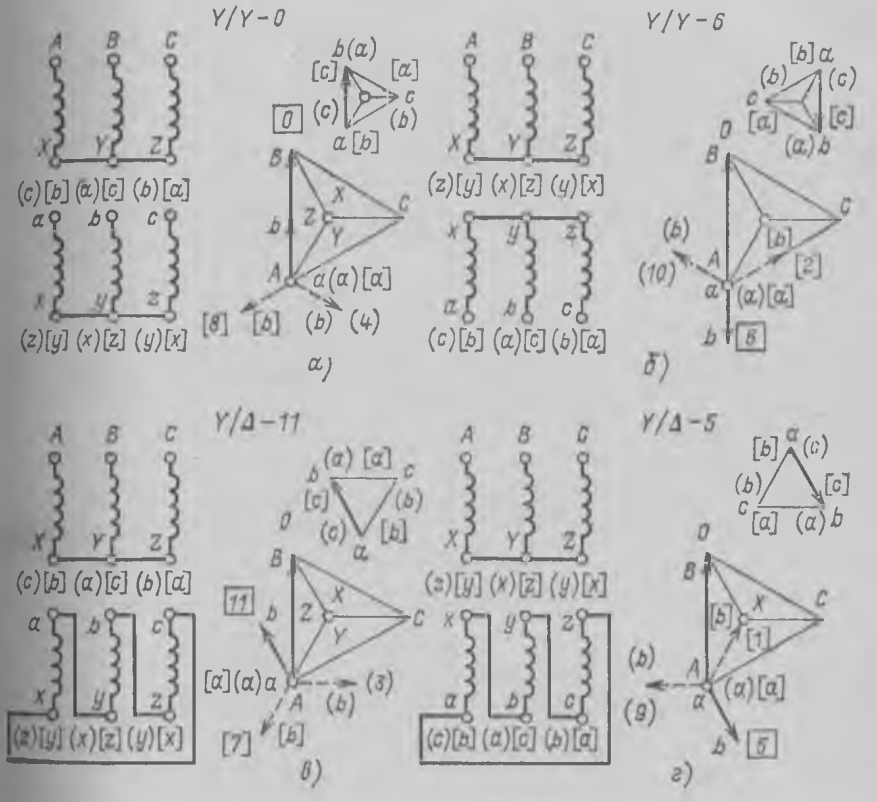


Рис. 4-7. Группы соединения трехфазных трансформаторов.

Соединение однофазных трансформаторов по рис. 4-6, *а* относится к группе 0 и обозначается I/I-0; соединение по рис. 4-6, *б* относится к группе 6 и обозначается I/I-6. Переход от группы 0 к группе 6 не требует пересоединений в самом трансформаторе, он может быть осуществлен путем перемаркировки выводов (*а* исправлено на *x*, *x* на *a*). В СССР в соответствии с ГОСТ 11677-75 однофазные трансформаторы выпускаются только с группой соединения I/I-0.

Распространяя на фазные обмотки ВН и НН трехфазного трансформатора все сказанное выше о фазах ЭДС, можно выявить, что трехфазный трансформатор со схемой соединения Y/Y с маркировкой выводов по рис. 4-7, *а* относится, как видно из диаграммы

ЭДС, к группе 0 и обозначается Y/Y-0 (фазная э. д. с. *ax* совпадает по направлению с фазной ЭДС *AX*; *by* совпадает с *BY*, *cz* → *CZ*; линейная ЭДС *ab* совпадает с *AB*). Круговой перемаркировкой обозначений выводов (без внутренних пересоединений) из группы 0 можно получить группы 4 и 8. При обозначениях выводов, указанных в круглых скобках (*a*), (*b*), (*c*), линейная ЭДС (*a*)(*b*) совпадает по направлению с ЭДС *BC* (так как эти ЭДС измеряются на обмотках, расположенных на одних и тех же стержнях) и трансформатор переходит в группу (4). При обозначениях выводов, указанных в квадратных скобках, ЭДС [*a*] [*b*] совпадает по направлению с ЭДС *CA* и трансформатор переходит в группу [8]. Переход к соединению Y/Y-6 (рис. 4-7, *б*) требует переноса нулевой перемычки внутри трансформатора, изменяющей фазу всех ЭДС обмотки НН на 180° (ЭДС *ab* находится в противофазе с ЭДС *AB*). Круговой перемаркировкой выводов из группы 6 получаются группы (10) и [2] (см. на рис. 4-7, *б* обозначения, указанные в круглых и в квадратных скобках). Этим исчерпываются все возможные четные номера групп, которые могут быть получены при соединении Y/Y.

Нечетные номера групп получаются при соединении Y/Δ. При обозначениях выводов, указанных без скобок (*a*, *b*, *c*, *x*, *y*, *z* на рис. 4-7, *в*), линейная ЭДС *ab*, являющаяся одновременно фазной ЭДС *yb*, совпадает по направлению с ЭДС *YB* и трансформатор имеет группу соединения 11.

Путем круговой перемаркировки обозначений выводов, показанной на рис. 4-7, *в*, в круглых и квадратных скобках получаются группы (3) и [7] (каждая перемаркировка поворачивает одинаково обозначенную ЭДС на угол 120° = 4 × 30°, изменяя номер группы на 4).

Меняя местами обозначения начал и концов фазных обмоток, можно осуществить переход от группы 11 к 5 (рис. 4-7, *г* — обозначения без скобок). И, наконец, от 5-й группы круговой перестановкой выводов, показанной на рис. 4-7, *г*, перейти к группам (9) и [1].

Из всех возможных групп соединения трехфазных двухобмоточных трансформаторов в СССР, стандартизованных согласно ГОСТ 11677-75, только две группы: 0 и 11 с выводом в случае необходимости нулевой точки звезды ($Y/Y_н$-0, Y/Δ-11, $Y_н$/Δ-11). Кроме того, ГОСТ предусмотрена группа соединения, в которой треугольником соединены обмотки ВН $Δ/Y_н$-11. Как видно из рис. 4-8, в этом случае применяется иной способ образования треугольника, чем при соединении Y/Δ-11 (*A* соединяется с *Z*, в то время как в треугольнике на низкой стороне *a* соединялось с *y*). Если бы треугольник на стороне ВН был соединен так же, как треугольник на стороне НН в соединении Y/Δ-11 по рис. 4-8, *в*, то соединение Δ/Y имело бы группу 1, а не 11.

Представляет интерес выяснить в общем случае, как изменится номер группы, если превратить обмотку НН в обмотку ВН, а обмотку ВН в обмотку НН с сохранением их соединений и маркировки?

Очевидно, угол между линейными ЭДС ВН (AB) и НН (ab) сохранится и будет равен 30° × N (рис. 4-9).

Но теперь ЭДС ab на диаграмме, показанной пунктиром, будет на такой же угол 30° × N опережать AB, на который она отставала на диаграмме, показанной сплошными линиями. Поэтому, если отсчитывать угол всякий раз от ЭДС AB до ЭДС ab по часовой стрелке, то угол во втором случае 30° × N′ будет углом, дополняющим до 360° угол 30° × N в исходном состоянии

$$30° \times N' + 30° \times N = 360°.$$

Таким образом, номер N′ группы трансформатора после указанного превращения можно определить по формуле

$$N' = 12 - N,$$

где N — номер группы в исходном состоянии (в случае, когда N = 11, N′ = 12 — 11 = 1).

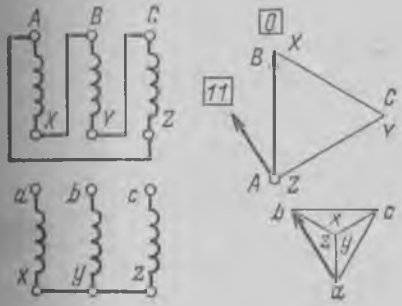


Рис. 4-8. Группа соединения Δ/Y-11.

Рис. 4-9. Изменение группы трансформатора при использовании для обмотки ВН (НН) схемы и маркировки обмотки НН (ВН).

Исходной группой для получения группы $\Delta/Y_н$-11 (N′ = 11) служит группа $Y_н/\Delta$-1 (N = 12 — N′ = 1), которая в свою очередь получается из группы $Y_н/\Delta$-11 путем изменения способа образования треугольника (см. ниже).

Следует заметить, что группа соединения трансформатора зависит не только от порядка маркировки начал и концов обмотки НН, но и от того, каким образом фазные обмотки объединены в треугольник. По ГОСТ треугольник на стороне НН должен образовываться путем соединения вывода a с выводом y; b с z и c с x, как сделано на рис. 4-7 или 4-10 сплошными линиями. Если вместо этого образовать треугольник путем соединения зажима a с зажимом z, b с x и c с y (рис. 4-10 пунктир), то ЭДС обмотки НН, например ab, повернется на угол 180—120 = 2 × 30° по часовой стрелке и номер группы соединения увеличится на 2 (при маркировке на рис. 4-10 вместо группы 3 получится группа 3 + 2 = 5). При соединении, показанном сплошными линиями, линейная ЭДС ab, являющаяся

одновременно фазной ЭДС yb, совпадает по направлению с ЭДС ZC. При соединении, показанном пунктиром, линейная ЭДС ab, являющаяся теперь фазной ЭДС ax, совпадает по направлению с ЭДС BY, т. е. поворачивается по сравнению с прежним соединением на указанный угол $2\times30°$.

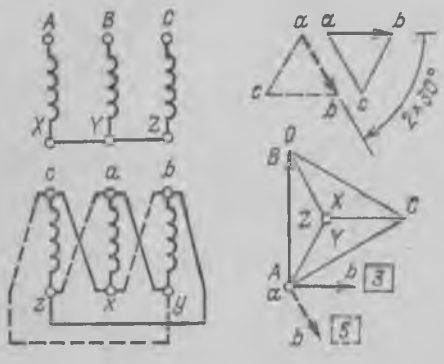


Рис. 4-10. Влияние способа образования треугольника на группу соединения.

Это правило распространяется на любые другие нечетные группы соединения и при использовании нерекомендуемого способа образования треугольника вместо группы N получается группа $N' = N + 2$, вместо 11 получается 1, а также 5 вместо 3, 9 вместо 7, 3 вместо 1, 7 вместо 5 и 11 вместо 9.

Соединение по схеме зигзаг ГОСТ предписывает использовать только для обмотки НН, причем стандартизуется только группа $Y/z_н$-11 с выведенной нулевой точкой у зигзага.

4-4. ЯВЛЕНИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ В ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРАХ ПРИ ОБРАЗОВАНИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

В § 2-5 при рассмотрении однофазных трансформаторов было выяснено, что при синусоидально изменяющемся потоке $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$ намагничивающий ток i_0 получается несинусоидальным. Кроме основной гармонической $I_{01m} \sin \omega t$, имеющей угловую частоту ω, ток i_0 содержит высшие нечетные гармонические $I_{0km} \sin k\omega t$, изменяющиеся с частотой $k\omega$, где k — нечетные числа 3, 5, 7, 9, 11, 13...

$$i_0 = I_{01m} \sin \omega t + \sum_k I_{0km} \sin k\omega t^*.$$

При этом эффект искажения формы кривой тока i_0 проявляется тем резче (амплитуды высших гармонических I_{03m}, I_{05m} ... тем больше), чем сильнее выражена нелинейность характеристики намагничивания $\Phi = f(i_0)$.

В трехфазных трансформаторах эффекты, связанные с нелинейностью характеристики намагничивания, заметно усложняются, а характер их проявления зависит от схем соединения обмоток и конструкции магнитопроводов. При трансформации трехфазных токов может происходить искажение синусоидальности не только намагничивающих токов, но и магнитных потоков и фазных напряжений.

* Здесь и далее учитываются только реактивные составляющие тока холостого хода.

Напомним предварительно о некоторых особенностях гармонических составляющих токов и потоков в симметричных трехфазных системах. В симметричной трехфазной системе несинусоидальные фазные величины (токи, напряжения, потоки) во всех фазах изменяются одинаковым образом, но сдвинуты во времени на треть периода $T_1/3$, где $T_1 = 2\pi/\omega$ (см. рис. 4-11, на котором показана симметричная система трехфазных несинусоидальных токов i_A, i_B, i_C).

Первые гармонические фазных величин (например, токов) сдвинуты также на треть периода и образуют симметричную систему прямой последовательности (рис. 4-11):

$$i_{A1} = \sqrt{2}\, I_{A1} \sin \omega t;$$

$$i_{B1} = \sqrt{2}\, I_{A1} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_{C1} = \sqrt{2}\, I_{A1} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Сумма фазных величин (например, токов) такой последовательности всегда равна нулю:

$$i_{A1} + i_{B1} + i_{C1} = 0. \qquad (4\text{-}1)$$

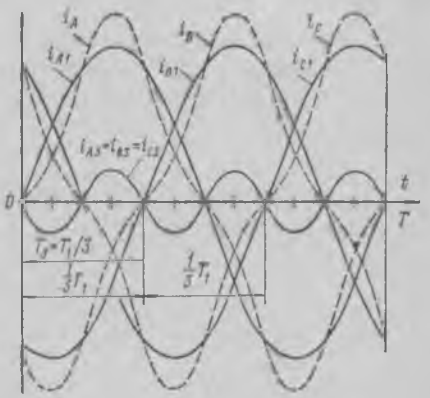


Рис. 4-11. Гармонические составляющие симметричной системы трехфазных токов.

В этом легко убедиться, представив фазные величины (например, токи) в виде симметричной системы комплексов:

$$\dot{I}_{A1}; \quad \dot{I}_{B1} = \dot{I}_{A1} e^{-j\frac{2\pi}{3}}; \quad \dot{I}_{C1} = \dot{I}_{A1} e^{+j\frac{2\pi}{3}}.$$

Такие же симметричные системы прямой или обратной последовательности образуются всеми гармоническими составляющими, порядок которых k не кратен 3, т. е. нечетными гармоническими порядка

$$k = 6c \pm 1, \qquad (4\text{-}2)$$

где $c = 0,1,2,3...$

$$i_{Ak} = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin k\omega t;$$

$$i_{Bk} = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin k\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin\left(k\omega t \mp \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_{Ck} = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin k\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin\left(k\omega t \pm \frac{2\pi}{3}\right).$$

При $k = 6c + 1$, чему соответствуют верхние знаки в аргументе синусов, образуется система величин (токов) прямой последовательности; при $k = 6c - 1$ (нижние знаки в аргументах синусов) система величин (токов) обратной последовательности. Сумма k-х

гармонических фазных величин также равна нулю:

$$i_{Ak} + i_{Bk} + i_{Ck} = 0. \tag{4-3}$$

Гармонические фазных величин, порядок которых кратен трем, т. е. гармонические порядка

$$k = 6c + 3, \tag{4-4}$$

где $c = 0, 1, 2, 3 \ldots$, образуют систему нулевой последовательности, в которой величины (токи) всех фаз совпадают во времени:

$$\underset{(Ck)}{i_{Bk}} = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin k\left(\omega t \mp \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{2}\, I_{Ak} \sin k\omega t = i_{Ak};$$

$$i_{Ak} = i_{Bk} = i_{Ck}. \tag{4-5}$$

Применительно к третьим гармоническим токов это свойство иллюстрируется на рис. 4-11.

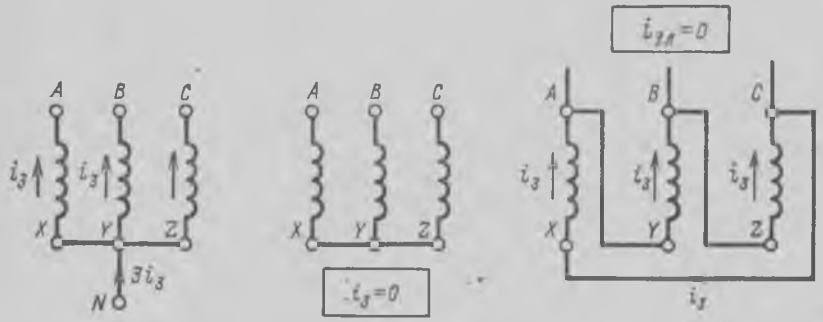


Рис. 4-12. Третьи гармонические токов в различных схемах соединения.

Посмотрим теперь, какие дополнительные ограничения накладываются на несинусоидальные токи при различных схемах соединения обмоток. Все гармонические, порядок которых не кратен 3, т. е. 1, 5, 7, 11, 13 ..., образуют системы токов прямой или обратной последовательности и могут свободно протекать по фазам при любой схеме соединения. В нулевом проводе такие гармонические не протекают, так как их сумма всегда равна нулю. Линейные токи таких гармонических при соединении обмоток в треугольник в $\sqrt{3}$ раз превышают фазные, например

$$I_{AB1} = I_{BC1} = I_{CA1} = \sqrt{3}\, I_{A1}, \tag{4-6}$$

где $\dot{I}_{AB1} = \dot{I}_{A1} - \dot{I}_{B1}$.

Все гармонические, порядок которых кратен 3, т. е. 3, 9, 15, ..., не могут существовать при соединении Y без нулевого провода (рис. 4-12). В случае соединения звездой с нулевым проводом $Y_н$ по нулевому проводу протекает ток, равный утроенному фазному, например

$$i_{A3} + i_{B3} + i_{C3} = 3i_{A3}. \tag{4-7}$$

При соединении обмоток в треугольник третьи гармонические фазных токов замыкаются в пределах контура треугольника и отсутствуют в линейных проводах.

Почти аналогичная картина наблюдается при рассмотрении несинусоидальных потоков в различных конструктивных исполнениях магнитопроводов [1].

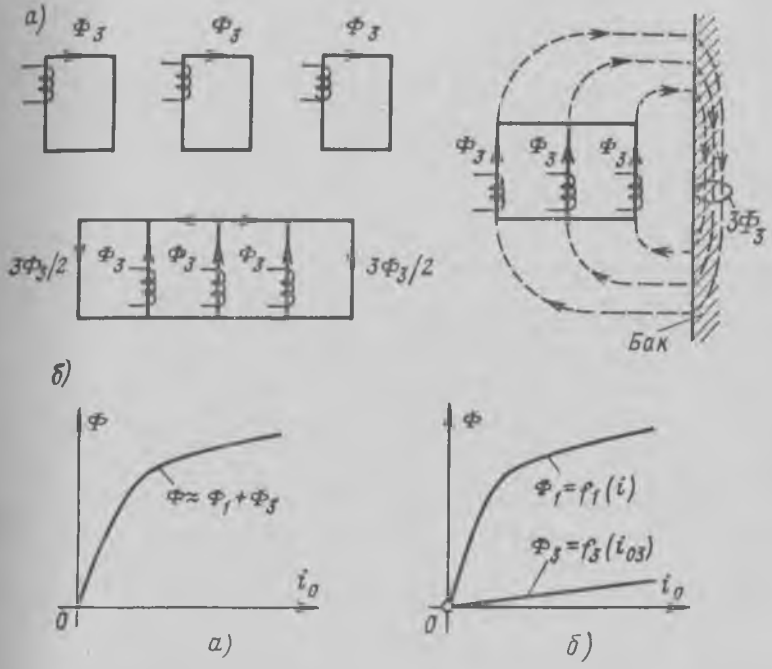


Рис. 4-13. Третьи гармонические потоков при различных конструкциях магнитопровода.

В трехфазной группе однофазных трансформаторов, показанной на рис. 4-13, *а*, третьи гармонические потоков фаз $\Phi_{A3} = \Phi_{B3} = \Phi_{C3} = \Phi_3$ замыкаются в пределах магнитопровода по тому же пути, что и первые гармонические. Поток $\Phi \approx \Phi_1 + \Phi_3$ и его зависимость от намагничивающего тока i_0 выражается характеристикой намагничивания $\Phi = f(i_0)$ (рис. 4-13, *а*).

В трансформаторе с бронестержневым магнитопроводом боковые стержни играют такую же роль, как нулевой провод в обмотке, соединенной звездой. Они образуют раздвоенный «нулевой магнитопровод», через который замыкаются третьи гармонические потоков. В каждом из боковых стержней третья гармоническая потока равна $3\Phi_3/2$.

Через боковые стержни замыкаются и первые гармонические потоков Φ_{A1}, Φ_{B1}, Φ_{C1}; поэтому в первом приближении зависимость

[1] Далее учитываются гармонические только первого и третьего порядков.

несинусоидального потока $\Phi \approx \Phi_1 + \Phi_3$ от намагничивающего тока i_0 может считаться совпадающей с характеристикой намагничивания бронестержневого трансформатора при синусоидальном потоке (рис. 4-13, *а*).

В трехфазном стержневом трансформаторе, в котором нет «нулевого магнитопровода» в виде боковых стержней, третьи гармонические потоков фаз (рис. 4-13, *б*) замыкаются через стенки бака, встречая на своем пути большие сопротивления немагнитных промежутков. Поэтому магнитное сопротивление для третьих гармонических потоков получается в десятки раз большим, чем для первых гармонических, которые замыкаются в пределах магнитопровода. Первую и третью гармоническую приходится определять с помощью различных характеристик намагничивания: третью гармоническую Φ_3 — по линейной характеристике $\Phi_3 = f_3(i_3)$, первую Φ_1 — по нелинейной характеристике намагничивания, полученной для синусоидально изменяющегося потока $\Phi_1 = f_1(i_0)$, после введения в нее вместо тока i_0 тока $i_0 - i_3$, МДС которого соответствует первой гармонической потока [1] (рис. 4-13, *б*).

Оценим теперь возможные формы намагничивающих токов, потоков и напряжений при различных схемах соединений обмоток и конструктивных исполнениях магнитопроводов, полагая, что трансформаторы питаются в режиме холостого хода со стороны обмотки ВН.

1. **Трехфазная группа однофазных трансформаторов, соединение** Δ/Y. При питании со стороны треугольника на стороне ВН фазное напряжение совпадает с линейным синусоидальным напряжением. Поэтому все однофазные трансформаторы включены на синусоидальное напряжение и процессы при их намагничивании протекают таким же образом, как в отдельном однофазном трансформаторе при синусоидальном напряжении (см. § 2-5): поток изменяется гармонически, а фазный намагничивающий ток несинусоидален.

Форма намагничивающего тока такая же, как на рис. 2-4.

В линейных проводах протекают токи, порядок которых не кратен трем (главным образом первая гармоническая $i_{01л}$). При этом их действующие значения в $\sqrt{3}$ превышают действующие значения фазных величин $I_{01л} = \sqrt{3}\, I_{01}$ (см. 4-6). Гармонические, порядок которых кратен 3 (главным образом i_{03}), замыкаются в пределах контура треугольника и в линейных проводах отсутствуют (см. рис. 4-12). Поскольку потоки фаз содержат только первые гармонические составляющие Φ_{A1}, Φ_{B1}, Φ_{C1}, все сказанное в полной мере относится к бронестержневым или стержневым трехфазным трансформаторам, соединенным по схеме Δ/Y.

2. **Трехфазная группа однофазных трансформаторов, соединения** Y/Y и Y/Δ. В случае синусоидальных линейных напряжений

---

[1] Если учитываются только первая и третья гармонические,

на стороне ВН в фазных напряжениях могут содержаться как первые гармонические, так и гармонические, порядок которых кратен 3, другие высшие гармонические, например пятая, седьмая и т. д., в фазных напряжениях содержаться не могут, так как при этом они имелись бы и в линейных напряжениях.

Намагничивающие токи в схеме Y без нулевого провода (см. рис. 4-12) могут содержать все гармонические, кроме третьей. Если пренебречь всеми гармоническими токов, кроме первых, то с достаточным приближением можно считать намагничивающий ток синусоидальным $i_0 \approx i_{01}$ (рис. 4-14). Магнитные потоки в группе однофазных трансформаторов (см. рис. 4-13) содержат (если учесть, что они не должны индуктировать пятые и седьмые гармонические фазных напряжений) только первые и третьи гармонические $\Phi \approx \approx \Phi_1 + \Phi_3$.

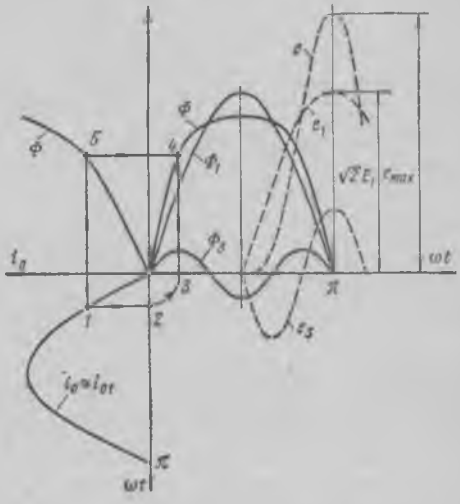


Рис. 4-14. Гармонические составляющие тока, потока и фазной ЭДС в трехфазной группе однофазных трансформаторов при соединении Y/Y.

Форма кривой магнитного потока определяется графически с помощью характеристики намагничивания $\Phi = f(i_0)$ при синусоидальном намагничивающем токе $i_0 \approx i_{10}$ (в действительности этот ток должен содержать пятую и седьмую гармонические, так как в потоке пятые и седьмые гармонические отсутствуют).

Фазный поток Φ на рис. 4-14 определен с точностью до третьей гармонической. Видно, что кривая потока сильно уплощена. Это приводит к искажению синусоидальности фазных ЭДС и напряжений. При уплощенном потоке фазная ЭДС имеет резко выраженный пик (см. рис. 4-14), который может на 60—90% превышать амплитуду первой гармоники. При этом изоляцию трансформатора приходится рассчитывать по амплитуде ЭДС пикообразной формы, что приводит к удорожанию трансформатора. Поэтому схема Y/Y не используется при группе трансформаторов или при бронестержневом магнитопроводе.

С этой точки зрения более благоприятна рассмотренная ранее схема Δ/Y или Y/Δ. При питании такого трансформатора со стороны ВН, соединенной звездой, искажение синусоидальности потоков и фазных ЭДС получается незначительным. Третьи гармонические потоков Φ_3 в магнитопроводе любого исполнения ослабляются при таком соединении третьими гармоническими токов i_3, замыкающи-

мися по контуру обмотки НН, соединенной треугольником. Потоки Φ_3 (рис. 4-15), индуктируют в фазах обмотки, соединенной треугольником, ЭДС $e_{3\Delta}$; под действием этих ЭДС появляются токи $i_{3\Delta}$. Поскольку контур треугольника обладает небольшим (практически индуктивным) сопротивлением, эти токи отстают от ЭДС на угол, близкий к $\pi/2$, и образуют потоки $\Phi_{3\Delta}$, почти полностью компенсирующие потоки Φ_3.

3. **Трехфазный стержневой трансформатор**, соединения Y/Y; $Y/Y_н$; Y/Δ; $Y_н/\Delta$. При соединении Y/Y в обмотке ВН, питаемой синусоидальным напряжением, могут существовать гармонические тока, порядок которых не кратен 3 (см. рис. 4-12). Пренебрегая всеми гармоническими тока, кроме первой, можно считать ток в обмотке ВН синусоидальным $i_0 \approx i_{01}$.

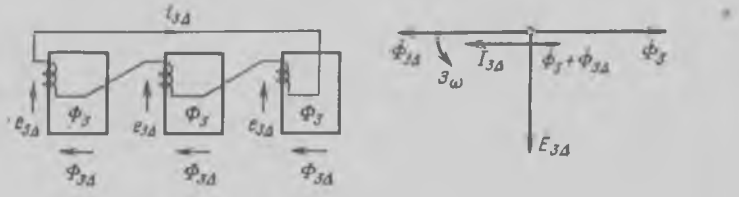


Рис. 4-15. Демпфирование третьих гармонических потоков токами, замыкающимися по контуру треугольника.

Магнитные потоки в стержневом трансформаторе, порядок которых кратен 3, замыкаются через большие воздушные промежутки (рис. 4-13, *б*) и при тех же МДС значительно меньше, чем в группе однофазных трансформаторов или в бронестержневом трансформаторе (рис. 4-13, *а*). В силу малости потока Φ_3 по сравнению с потоком Φ_1 (остальные гармонические потока не учитываются), можно считать, что потоки Φ_1 и Φ_3, замыкающиеся по различным путям, не оказывают влияния друг на друга и образуются своими намагничивающими токами i_0 и i_{03} (см. рис. 4-13, *б*).

Задавшись первой гармоникой потока Φ_1 и используя характеристику $\Phi_1 = f(i_0)$, можно найти форму тока i_0 (построение точки *4* кривой тока i_0 показано на рис. 4-16). Видно, что ток i_0 должен содержать первую i_{10} и третью i'_{03} гармонические:

$$i_0 = i_{01} + i'_{03}.$$

Но в обмотке, соединенной звездой, может протекать только ток $i_{01} = i_0 - i'_{03}$, который можно мыслить образованным из тока i_0 и тока $i''_{03} = -i'_{03}$. Ток i_0 образует поток Φ_1, а ток $i''_{03} = -i'_{03}$, компенсирующий третью гармоническую тока i_0, образует третью гармоническую потока $\Phi_3 = f_3(i''_{03})$. Как видно из построения точки *9* кривой Φ_3, амплитуда этого потока получается небольшой, и поток $\Phi = \Phi_1 + \Phi_3$ искажается лишь незначительно. Однако третьи гармонические потока замыкаются в стержневом трансформаторе

при соединении Y/Y по конструктивным частям и стенкам бака, что может заметно увеличивать потери холостого хода.

С целью уменьшения добавочных потерь холостого хода и улучшения формы фазных напряжений обмотки стержневых трансформаторов соединяют по схеме $Y/Y_н$, Y/Δ, $Y_н/\Delta$. При этом третьи гармонические потоков ослабляются еще в большей степени токами третьих гармонических, замыкающихся в контуре треугольника или по нулевому проводу $Y_н$ (потери в обмотках от этих токов меньше, чем потери от третьих гармонических потоков в конструктивных частях и баке).

При соединении $Y_н$ третьи гармонические токов протекают в линейных проводах и замыкаются через емкости линии передачи и нулевой провод. Они оказывают вредное влияние на линии связи или вызывают добавочные потери в оболочках кабелей, поскольку их внешнее магнитное поле в соответствии с законом полного тока не равно нулю.

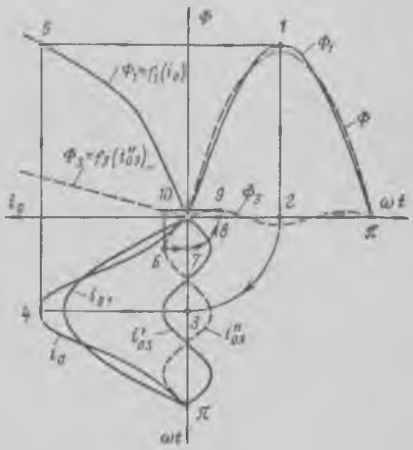


Рис. 4-16. Гармонические составляющие тока и потока в трехфазном стержневом трансформаторе при соединении Y/Y.

По этой причине соединения $Y/Y_н$-0 используются в небольших трансформаторах, работающих на местную нагрузку. В остальных случаях ГОСТ рекомендует схемы Y/Δ-11, $Y_н/\Delta$-11. Соединение Y/Y стандартом вообще не предусматривается.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ПОТЕРЬ ТРАНСФОРМАТОРА

5-1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ПОТЕРЬ ИЗ ОПЫТА ХОЛОСТОГО ХОДА

Для экспериментального определения параметров и потерь трансформатора наиболее удобно использовать два крайних режима работы трансформатора: режим холостого хода и режим короткого замыкания.

Процессы в трансформаторе в режиме холостого хода уже рассматривались в гл. 2. Уравнения трансформатора при холостом ходе с учетом сопротивления первичной обмотки Z_1 могут быть получены из общих уравнений (3-8), (3-13), (3-19), (3-20), если счи-

тать сопротивление нагрузки $Z = \infty$, $I_2 = 0$

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \underline{Z}_1 \dot{I}_1 = \dot{I}_1 (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0); \\ -\dot{U}_1' &= -\dot{E}_1' = -\dot{E}_1 = \underline{Z}_0 \dot{I}_0; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}1)$$

В схеме замещения на рис. 3-6 при холостом ходе следует полагать $Z' = \infty$. Имея в виду (см. 3-33), что $Z_1 \ll Z_0$, можно считать $Z_1 = 0$ и $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 = Z_0 \dot{I}_0$ [1]. Режим холостого хода не требует дорогостоящего оборудования, которое потребовалось бы, если бы параметры определялись из опытов при нагрузке. Опыт холостого хода проводится при разомкнутой (ненагруженной) вторичной обмотке по схеме рис. 5-1, *а*. Мощность источника регулируемого напряжения, питающего первичную обмотку, невелика и составляет всего несколько процентов мощности исследуемого трансформатора.

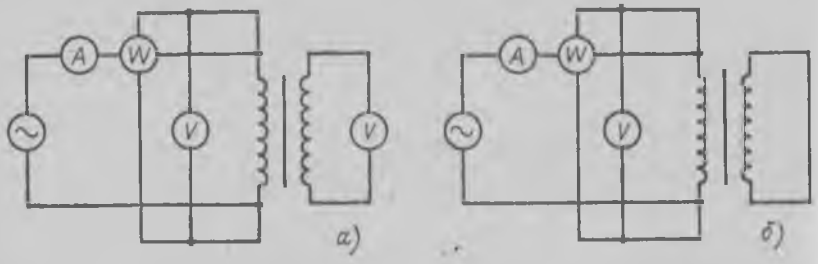


Рис. 5-1. Схемы опытов холостого хода (*а*) и короткого замыкания (*б*) однофазного трансформатора.

Напряжение U_1 плавно поднимается от нуля до 1,1 $U_{1н}$. При номинальной частоте $f = f_н$ измеряются ток $I_1 = I_0$ (для трехфазного трансформатора во всех фазах) и мощность P_0, потребляемая трансформатором. По данным измерений строятся зависимости фазного тока холостого хода I_0, мощности P_0 и $\cos\varphi = P_0/U_1 I_0$ от фазного напряжения U_1. Для трехфазного трансформатора зависимости строятся для среднего фазного тока $I_0 = (I_{0A} + I_{0B} + I_{0C})/3$ и среднего фазного напряжения $U_1 = (U_A + U_B + U_C)/3$; по I_0 и U_1 определяется $\cos\varphi_0$.

По данным опыта холостого хода при номинальном напряжении рассчитываются следующие параметры трансформатора.

1. **Коэффициент трансформации,** определяемый как отношение вторичного напряжения к первичному при холостом ходе,

$$n_{21} = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{E_{20}}{E_{10}} \approx \frac{U_{20}}{U_{10}}.$$

[1] Допущение $Z_1 = 0$ было принято в гл. 2 (сопротивление Z_1 составляет не более 1/1000 сопротивления Z_0).

2. **Ток холостого хода в относительных единицах**

$$I_{0x} = I_{0x}/I_{1н}$$

или в процентах

$$i_0 = I_{0x}/I_{1н} \cdot 100\%.$$

Ток холостого хода должен находиться в пределах, указанных в (3-33).

3. **Сопротивление взаимной индукции,** определяемое при $Z_1 \approx 0$ из (5-1),

$$Z_0 \approx \frac{U_{1н}}{I_{0x}} = Z_x$$

и его активная

$$R_0 = \frac{P_{0x}}{3I_{0x}^2} = Z_0 \cos\varphi_0$$

и реактивная

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2} \approx Z_0 \sin\varphi_0 \approx Z_0$$

составляющие.

4. **Потери холостого хода** при $U_1 = U_{1н}$ практически не отличаются от магнитных потерь $P_{м.х}$, поскольку электрические потери в первичной обмотке в этом режиме $P_{э1x} = 3R_1 I_{0x}^2$ из-за малости тока I_{0x} во много раз меньше магнитных потерь.

Как было показано в гл. 3, магнитный поток при номинальной нагрузке остается почти таким же, как при холостом ходе (если сохраняется напряжение U_1). Поэтому магнитные потери при номинальной нагрузке $P_м$ приблизительно равны магнитным потерям при холостом ходе $P_{м.х}$ и полным потерям холостого хода P_{0x} при номинальном напряжении

$$P_м = P_{м.х} = P_{0x}. \qquad (5\text{-}2)$$

5-2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ПОТЕРЬ ИЗ ОПЫТА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

В режиме короткого замыкания сопротивление вторичной нагрузки $Z_0 = 0$; напряжение вторичной обмотки U_2 также равно нулю (в трехфазном трансформаторе имеется в виду симметричное короткое замыкание вторичных выводов, когда все они замкнуты между собой накоротко). Уравнения трансформаторов при коротком замыкании могут быть получены из общих уравнений (3-8), (3-13), (3-19), (3-20)

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + Z_1 \dot{I}_1; \\ -\dot{E}_1 &= -\dot{E}_2' = -Z_2' \dot{I}_2' = Z_0 \dot{I}_0; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 - \dot{I}_2'. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}3)$$

С помощью этих уравнений или схемы замещения при коротком замыкании, показанной на рис. 5-2, *а*, могут быть определены токи

в первичной и вторичной обмотках, намагничивающий ток и ЭДС взаимной индукции при коротком замыкании:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}+\dfrac{\underline{Z}'_2\underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2+\underline{Z}_0}} = \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_к} \approx \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_1+\underline{Z}'_2}; \\ -\dot{I}'_2 &= \dot{I}_1 \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2+\underline{Z}_0} \approx \dot{I}_1; \\ \dot{I}_0 &= \dot{I}_1 \frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}'_2+\underline{Z}_0} \approx \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_0}\frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к} = \dot{I}_{0x}\frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к}; \\ -\dot{E}_1 &= \underline{Z}_0\dot{I}_0 \approx \underline{Z}_0\dot{I}_{0x}\frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к} = \dot{U}_1\frac{\underline{Z}'_2}{\underline{Z}_к}, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}4)$$

где

$$\left.\begin{aligned} &\underline{Z}_к = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}'_2\underline{Z}_0}{\underline{Z}'_2+\underline{Z}_0} \approx \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2 = R_к + jX_к; \\ &R_к \approx R_1 + R'_2; \quad X_к \approx X_1 + X'_2 \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}5)$$

— сопротивление короткого замыкания трансформатора и его активная и реактивная составляющие (сопротивление трансформатора, короткозамкнутого со стороны вторичной обмотки, по отношению к первичной сети).

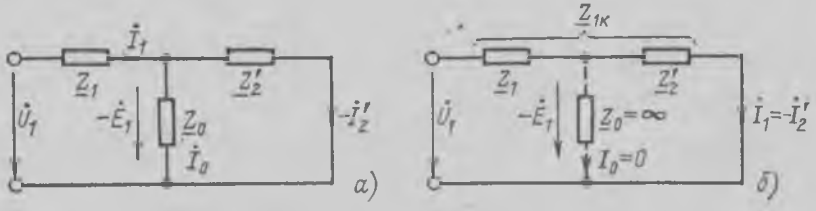


Рис. 5-2. Схемы замещения при коротком замыкании.
а — полная; *б* — упрощенная.

Приближенные выражения для I_1, I'_2, I_0 и E_1 получены при $I_0 \ll I_1$, $Z_1 \ll Z_0$, $Z'_2 \ll Z_0$ [см. (3-33)] и отличаются весьма большой точностью. Им соответствует упрощенная схема замещения при коротком замыкании на рис. 5-2, *б* и векторная диаграмма на рис. 5-3. Как видно из диаграммы, напряжение при коротком замыкании $\dot{U}_1 = \underline{Z}_к\dot{I}_1$ представляет собой гипотенузу треугольника, катетами которого являются активная $R_к\dot{I}_1$ и реактивная $jX_к\dot{I}_1$ составляющие этого напряжения.

Прямоугольный треугольник напряжений (или сопротивлений) при коротком замыкании называется треугольником короткого замыкания, угол $\varphi_к = \operatorname{arctg}\frac{X_к}{R_к}$ называется углом короткого замыкания.

Приняв дополнительно (см. 3-33)

$$Z_1 \approx Z'_2 = Z_к/2, \tag{5-6}$$

можно получить еще более простые выражения для намагничивающего тока и ЭДС:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= -\dot{I}'_2 = \dot{U}_1/Z_к; \\ \dot{I}_0 &= \dot{U}_1/2Z_0 = \dot{I}_{0x}/2; \\ -\dot{E}_1 &= Z_0\dot{I}_{0x}/2 = \dot{U}_1/2, \end{aligned}\right\} \tag{5-7}$$

из которых вытекает, что приведенный вторичный ток при коротком замыкании, как и в режиме номинальной нагрузки, не отличается от первичного тока; намагничивающий ток приблизительно в 2 раза меньше, чем при холостом ходе с тем же напряжением U_1; ЭДС взаимной индукции приблизительно в 2 раза меньше первичного напряжения или ЭДС при холостом ходе.

Если короткое замыкание на выводах вторичной обмотки происходит при номинальном первичном напряжении $U_1 = U_{1н}$, то после переходного процесса, который будет рассмотрен в § 13-2, устанавливаются опасные для трансформатора токи короткого замыкания в первичной и вторичной обмотках (см. 5-6, 5-7). В относительных единицах [см. (3-33)] эти токи равны

$$I_{*2} = I_{*1} = \frac{U_{*1н}}{Z_{*к}} = 16 \div 7, \tag{5-8}$$

т. е. в 16—7 раз превышают номинальные токи в обмотках.

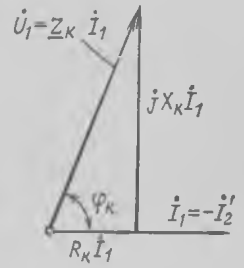


Рис. 5-3. Векторная диаграмма трансформатора при короткозамкнутой вторичной обмотке ($I_0 \approx 0$).

Повышение температуры обмоток при длительном протекании таких токов привело бы к нарушению электрической и механической прочности изоляции. Поэтому режим короткого замыкания воспроизводится опытным путем при пониженных напряжениях U_1, выбранных таким образом, чтобы токи в обмотках не превышали номинальных токов.

В относительных единицах это напряжение не должно превышать

$$U_{*1} < U_{*1к} = Z_{*к}I_{*1н} = Z_{*к} = 2\,(0{,}03 \div 0{,}07) = 0{,}06 \div 0{,}14.$$

Опыт короткого замыкания проводится при короткозамкнутой вторичной обмотке по схеме рис. 5-1, *б*. Для него, так же как для опыта холостого хода, не требуется громоздких нагрузочных сопротивлений и источника регулируемого напряжения большой мощности (при токе короткого замыкания, равном номинальному, мощность источника составляет не более 0,06—0,14 номинальной мощности трансформатора. Напряжение плавно поднимается от нуля до (0,06—0,14) $U_{1н}$. При номинальной частоте $f = f_н$ измеряются

те же величины, что и в опыте холостого хода: первичный ток I_1, потребляемая трансформатором мощность $P_к$.

По данным измерений строятся зависимости фазного тока I_1, мощности $P_к$ и $\cos\varphi_к$ от фазного напряжения U_1. Графически определяются значения $U_{1к}$, $P_к$ и $\cos\varphi_к$ при номинальном первичном токе $I_1 = I_{1н}$. Для трехфазного трансформатора зависимости строятся для среднего фазного тока I_1, среднего фазного напряжения U_1; по средним значениям I_1 и U_1 определяются $\cos\varphi_к = P_к/(3U_1I_1)$.

По данным опыта короткого замыкания при номинальном токе рассчитываются следующие параметры трансформатора:

1. **Сопротивление короткого замыкания,** определяемое из (5-7),

$$Z_к = U_{1к}/I_{1н}$$

и его активная

$$R_к = P_к/3I_{1н}^2 = Z_к\cos\varphi$$

и реактивная

$$X_к = \sqrt{Z_к^2 - R_к^2} = Z_к\sin\varphi_к$$

составляющие.

Активная составляющая этого сопротивления складывается из активных сопротивлений обмоток $R_к = R_1 + R_2'$, поэтому в опыте должна фиксироваться температура обмоток Θ, при которой определено сопротивление $R_к$. Измеренное значение сопротивления приводят к условной температуре 75°С:

$$R_{к75} = R_к[1 + 0{,}004(75 - \Theta)].$$

Реактивная составляющая сопротивления короткого замыкания складывается из индуктивных сопротивлений рассеяния $X_к = X_1 + X_2'$, которые, как было разъяснено в гл. 3, не зависят от токов в обмотках. Поэтому и сопротивление $X_к$ не зависит от тока, при котором оно определяется.

Полное сопротивление короткого замыкания и $\cos\varphi_к$ также приводят к температуре 75°С:

$$Z_{к75} = \sqrt{R_{к75}^2 + X_к^2}, \quad \cos\varphi_{к75} = R_{к75}/Z_{к75}.$$

2. **Потери короткого замыкания** $P_к$ при $I = I_{1н}$ практически не отличаются от электрических потерь в первичной и вторичной обмотках при номинальных токах

$$P_{эн} = P_{э1н} + P_{э2н} = 3R_1I_{1н}^2 + 3R_2I_{2н}^2 = 3R_1I_{1н}^2 + 3R_2'I_{2н}'^2 = 3R_кI_{1н}^2,$$

поскольку эти потери во много раз превышают магнитные потери при коротком замыкании $P_{м.к}$.

При напряжении $U_{1к} = (0{,}06 \div 0{,}14)\ U_{1н}$ получаем ЭДС $E_{1к} = U_{1к}/2 = (0{,}03 \div 0{,}07)\ U_{1н}$. Магнитный поток и индукция в сердечнике трансформатора, пропорциональные $E_{1к}$, составляют 0,03—0,07 от своих значений при холостом ходе. Магнитные потери, пропорциональные квадрату индукции, составляют $(0{,}03 \div 0{,}07)^2 =$

$= 0{,}9 \cdot 10^{-3} \div 5 \cdot 10^{-3}$ от магнитных потерь $P_м$ в номинальном режиме и $2 \cdot 10^{-4} — 12 \cdot 10^{-4}$ электрических потерь при номинальном токе.

3. **Напряжение короткого замыкания** — это напряжение, которое нужно подвести к выводам одной из обмоток при замкнутой накоротко другой обмотке, чтобы в них установились номинальные токи при условии, что температура обмоток равна 75°С. При питании со стороны первичной обмотки напряжение короткого замыкания в абсолютных единицах равно:

$$U_{1к} = Z_{к75} I_{1н}.$$

Обычно напряжение короткого замыкания выражают в относительных единицах или в процентах

$$u_к = U_{*1к} = \frac{U_{1к}}{U_{1н}} = Z_{*к} \text{ или } \frac{U_{1к}}{U_{1н}} 100\%. \qquad (5\text{-}9)$$

Аналогичным образом выражают активную

$$u_a = \frac{R_{к75} I_{1н}}{U_{1н}} = R_{*к} = u_к \cos \varphi_к$$

и реактивную

$$u_r = \frac{X_к I_{1н}}{U_{1н}} = X_{*к} = u_к \sin \varphi_к \qquad (5\text{-}10)$$

составляющие напряжения короткого замыкания (см. диаграмму на рис. 5-3).

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАГРУЗКЕ

6-1. УПРОЩЕНИЕ УРАВНЕНИЙ И СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ $I_1 \gg I_0$

В условиях эксплуатации нагрузка трансформатора непрерывно изменяется. Вследствие изменения сопротивления нагрузки Z вторичный ток I_2 изменяется от нуля до номинального, изменяется и фаза этого тока по отношению к напряжению.

Как было выяснено в § 3-7, изменение вторичного тока сопровождается почти пропорциональным изменением первичного тока и приводит к небольшим изменениям магнитного потока. В этой главе анализируется влияние изменения вторичного тока на вторичное напряжение и на КПД. Анализ проведен для наиболее часто встречающихся нагрузочных режимов: $U_{1н} = \text{const}$ и $I_1 \gg I_0$.

При $I_1 \gg I_0$ можно так же, как для режима короткого замыкания,

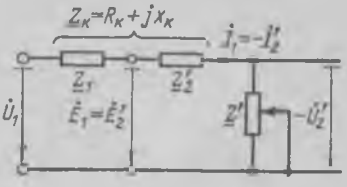


Рис. 6-1. Упрощенная схема замещения трансформатора при $I_1 \gg I_0$.

принять $I_0 = 0$ и $Z_0 = \infty$. При этом допущении первичный ток [см. (3-20)] не отличается от приведенного вторичного тока $\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2$, а уравнения напряжений для первичной (3-13) и вторичной (3-19) обмоток могут быть объединены в одно уравнение

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}'_2 + Z_к \dot{I}_1, \qquad (6\text{-}1)$$

в котором $Z_к = Z_1 + Z'_2 = R_к + jX_к$ — сопротивление короткого замыкания трансформатора.

В схеме замещения трансформатора на рис. 3-6 в этом случае может быть отброшена ветвь намагничивающего тока и сумма сопротивлений $Z_1 + Z'_2$ заменена $Z_к$. Упрощенная схема замещения трансформатора, соответствующая (6-1), показана на рис. 6-1.

6-2. ИЗМЕНЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАГРУЗКЕ

Зависимость вторичного напряжения трансформатора U_2 от вторичного тока I_2 при $\varphi_2 = \text{const}$ и $U_{1н} = \text{const}$, называемая внешней характеристикой трансформатора, показана в относительных единицах на рис. 6-2. Характер изменения вторичного напряжения зависит от вида вторичной нагрузки. При активно-индуктивной нагрузке ($\varphi_2 > 0$) напряжение U_2 убывает с ростом тока I_2; при сильно выраженной емкостной составляющей вторичного тока ($\varphi_2 \approx -\pi/2$) напряжение при нагрузке может быть больше напряжения $U_{2н}$ при холостом ходе.

При заданных напряжении $U_1 = U_{1н}$ и токе I_2 напряжение U_2 может быть определено графически с помощью упрощенной векторной диаграммы на рис. 6-3 или по (6-1).

Построение диаграммы начинается от точки *2*, соответствующей концу вектора $-\dot{U}'_2$. Через эту точку проводится направление вектора $-\dot{U}'_2$, под углом φ_2 к которому откладывается комплекс $\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2$. Затем от точки *2* откладываются векторы активного $R_к\dot{I}_1$ и реактивного $jX_к\dot{I}_1$ падений напряжения. Точка *1* соответствует концу комплекса $\dot{U}_1$. Напряжение $-\dot{U}'_2$ определяется из пересечения направления $-\dot{U}'_2$ и окружности с центром в точке *1* и радиусом, равным $U_{1н}$. Одновременно устанавливаются направление комплекса $\dot{U}_1$ и угол α между $\dot{U}_1$ и $-\dot{U}'_2$.

Диаграмма на рис. 6-3 построена в относительных единицах. В этом случае отдельные ее составляющие выражаются формулами (см. 5-10):

$$U_{*1н} = \frac{U_{1н}}{U_{1н}} = 1; \quad I_{*1} = \frac{I_1}{I_{1н}} = I_{*2} = \frac{I_2}{I_{2н}} = \frac{I'_2}{I_{1н}} = \beta; \quad U'_{*2} = \frac{U'_2}{U_{1н}};$$

$$R_{*к}I_{*1} = R_к \frac{I_{1н}}{U_{1н}} I_{*1} = u_a\beta; \quad X_{*к}I_{*1} = X_к \frac{I_{1н}}{U_{1н}} I_{*1} = u_r\beta.$$

Однако значительно удобнее и точнее определять напряжение U_2 аналитически, введя понятие изменения вторичного

напряжения ΔU

$$\Delta U = U_{2н} - U_2$$

при $U_1 = U_{1н} = \text{const}$.

В относительных единицах

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U_{2н}} = \frac{\Delta U'}{U_{1н}} = \frac{U'_{2н} - U'_2}{U_{1н}} = \frac{U_{1н} - U'_2}{U_{1н}}$$

или

$$\Delta u = U_{*1н} - U_{*2} = 1 - U_{*2}. \qquad (6\text{-}2)$$

Если известно изменение напряжения, то вторичное напряжение в относительных единицах вычисляется по формуле

$$U_{*2} = 1 - \Delta u.$$

Формула изменения напряжения может быть получена с помощью диаграммы на рис. 6-3 (для наглядности построений падения напряжений $R_{*к}I_1$ и $X_{*к}I_1$ показаны на диаграмме бо́льшими, чем они обычно бывают в действительности).

Изменение напряжения выражается как разность отрезков $U_{*1н}$ и U_{*2}:

$$\Delta u = U_{*1н} - U_{*2} = 1 - U_{*2}.$$

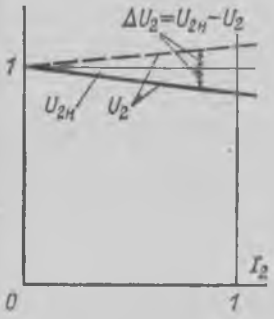


Рис. 6-2. Внешние характеристики трансформатора $U_2 = f(I_2)$ при $U_1 = \text{const}$.

——— — активно-индуктивная нагрузка, $\varphi_2 = \text{const} > 0$; — — — — — — активно-емкостная нагрузка, $\varphi_2 = \text{const} < 0$.

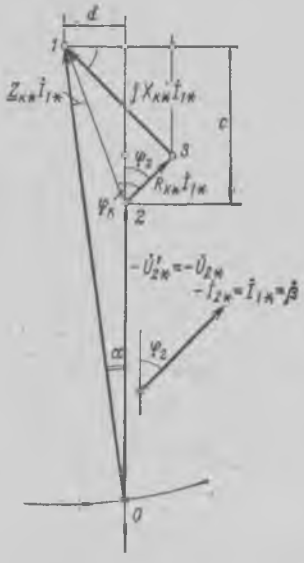


Рис. 6-3. Упрощенная векторная диаграмма трансформатора при $I_1 \gg I_0$.

Как видно из диаграммы, отрезок

$$U_{*2} = U'_{*2} = U_{*1н}\cos\alpha - c = \cos\alpha - c.$$

В свою очередь в силу малости угла α

$$\cos\alpha = \sqrt{1 - \sin^2\alpha} \approx 1 - \frac{\sin^2\alpha}{2} = 1 - \frac{\alpha^2}{2}.$$

Выразив отрезки c и d как сумму и разность проекций отрезков $R_{*к}I_{*1}$ и $X_{*к}I_{*1}$ на направление $U_{*2}^{\cdot}$ и ортогональное ему направление

$$c = (R_{*к}\cos\varphi_2 + X_{*к}\sin\varphi_2)\,I_{*1} = (u_a\cos\varphi_2 + u_r\sin\varphi_2)\,\beta;$$
$$d = (X_{*к}\cos\varphi_2 - R_{*к}\sin\varphi_2)\,I_{*1} = (u_r\cos\varphi_2 - u_a\sin\varphi_2)\,\beta,$$

получим формулу для относительного изменения вторичного напряжения

$$\Delta u = c + \frac{d^2}{2} = (u_a\cos\varphi_2 + u_r\sin\varphi_2)\,\beta + \frac{(u_r\cos\varphi_2 - u_a\sin\varphi_2)^2\,\beta^2}{2}. \qquad (6\text{-}3)$$

Как видно из формулы, изменение вторичного напряжения существенно зависит от угла φ_2 нагрузки. Зависимость Δu от φ_2 при

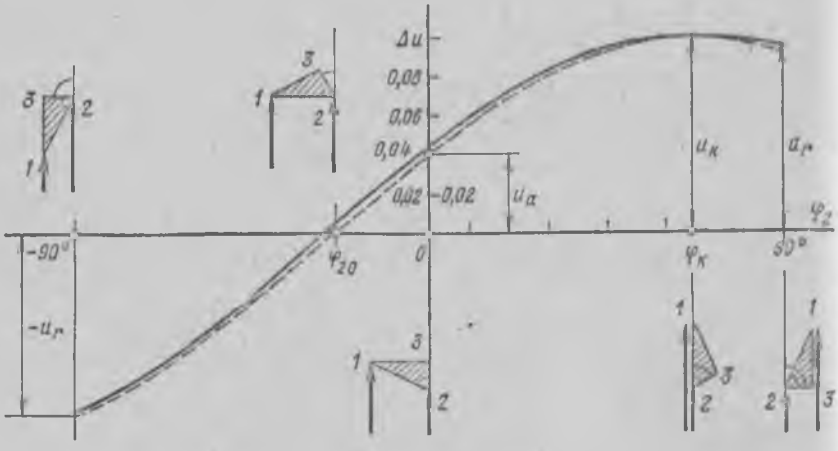


Рис. 6-4. Зависимости изменения напряжения Δu от угла φ_2 при $I_2 = I_{2н}$, $\beta = 1$
———— — по уравнению (6-3); — — — — — без учета второго члена в уравнении.

$\beta = 1$ для трансформатора, имеющего $u_к = 0{,}1$, $u_a = 0{,}04$, $u_r = 0{,}0918$, показана на рис. 6-4. Пунктиром показана та же зависимость при пренебрежении вторым членом в уравнении. Поскольку учет второго члена вносит лишь небольшое уточнение, во многих случаях (особенно при небольших $u_к$) пользуются приближенной формулой

$$\Delta u = (u_a\cos\varphi_2 + u_r\sin\varphi_2)\,\beta = \beta u_к\cos(\varphi_к - \varphi_2), \qquad (6\text{-}4)$$

удобной для проведения анализа.

С помощью (6-4) можно выяснить, что наибольшее изменение напряжения $\Delta u = u_к$ наблюдается при $\varphi_2 = \varphi_к$, когда $\cos(\varphi_к - \varphi_2) = 1$. Наоборот, при $\varphi_к - \varphi_{20} = 90°$ и $\varphi_{20} = -(90° - \varphi_к)$ изменения напряжения не происходит $\Delta u = 0$, так как $\cos(\varphi_к - \varphi_{20}) = 0$ (рис. 6-4). При некоторых других углах нагрузки треугольник короткого замыкания занимает характерные положе-

ния, показанные на рис. 6-4, причем

$$\Delta u = u_a \quad \text{при} \quad \varphi_2 = 0;$$
$$\Delta u = \pm u_r \quad \text{при} \quad \varphi_2 = \pm 90°.$$

Зависимость изменения напряжения от относительного значения вторичного тока β при $\varphi_2 = \text{const}$ в силу малости второго члена в (6-3) получается практически линейной.

6-3. ИЗМЕНЕНИЕ КПД ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ НАГРУЗКЕ

Трансформацию электрической энергии желательно осуществлять с возможно меньшими относительными потерями или, что то же самое, возможно большим КПД, равным отношению активной мощности, поступающей во вторичную сеть, к активной мощности, потребляемой из сети,

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{m_2 U_2 I_2 \cos\varphi_2}{m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1}. \qquad (6\text{-}5)$$

Первичную активную мощность можно представить как

$$P_1 = P_2 + P_м + P_{э1} + P_{э2}.$$

Ограничимся рассмотрением нагрузочных режимов трансформатора при номинальном первичном напряжении $U_{1н} = \text{const}$. Примем те же допущения, что и в § 6-2, т. е. будем считать $I_1 \gg I_0$, $I_2 = I_2'$, $Z_0 = \infty$, и пренебрежем различием между магнитными потерями при нагрузке и магнитными потерями при холостом ходе, полагая $P_м = P_{м,х} = P_0$, где P_0 — потери холостого хода при номинальном напряжении $U_{1н}$. Тогда электрические потери в обмотках могут быть выражены через потери короткого замыкания $P_к$ при номинальном токе $I_{1н}$:

$$P_{э1} + P_{э2} = R_1 I_1^2 + R_2' I_2'^2 = R_к I_1^2 = R_к I_{1н}^2 \left(\frac{I_1}{I_{1н}}\right)^2 = P_к \beta^2.$$

Вторичная активная мощность

$$P_2 = m_2 U_2 I_2 \cos\varphi_2 = m_1 U_{1н} I_2' \cos\varphi = m_1 U_{1н} I_{1н} \frac{I_2'}{I_{1н}} \cos\varphi_2 = S_н \beta \cos\varphi_2^*.$$

Подставляя полученные выражения в (6-5), найдем зависимость КПД от β:

$$\eta = \frac{P_1 - (P_м + P_{э1} + P_{э2})}{P_1} = 1 - \frac{P_0 + \beta^2 P_к}{\beta S_н \cos\varphi_2 + P_0 + \beta^2 P_к}. \qquad (6\text{-}6)$$

Учтем влияние вторичного тока на вторичное напряжение

$$U_2' = U_{1н}(1 - \Delta u)$$

---

* Полагая $U_2' = U_{1н}$, мы пренебрегли влиянием изменения напряжения на вторичную активную мощность.

и магнитные потери

$$P_м = P_0 \left(\frac{E_1}{U_{1н}}\right)^2 = P_0 (1 - \Delta u),$$

где с достаточной точностью $E_1 = U_{1н}\left(1 - \frac{\Delta u}{2}\right)$.

В связи с этим выражение для вторичной активной мощности

$$P_2 = m_2 U_2 I_2 \cos \varphi_2 = m_1 U_2' I_2' \cos \varphi_2 = S_н \beta (1 - \Delta u) \cos \varphi_2.$$

Тогда уточненная формула для КПД запишется следующим образом:

$$\eta = 1 - \frac{P_0 (1 - \Delta u) + \beta^2 P_к}{\beta (1 - \Delta u) S_н \cos \varphi_2 + P_0 (1 - \Delta u) + \beta^2 P_к}. \qquad (6\text{-}7)$$

Эта формула пригодна для всего диапазона изменения вторичных токов. В режиме холостого хода и в режиме короткого замыкания мощность $P_2 = \beta (1 - \Delta u) S_н \cos \varphi_2 = 0$ и КПД обращается в нуль. В этом можно убедиться и формально по (6-7), имея в виду, что при холостом ходе $\beta = 0$, а при коротком замыкании $\Delta u = 1 - U_{2*} = 1$, так как $U_{2*} = 0$.

Приближенное уравнение (6-6), полученное при $\Delta u = 0$, обладает достаточной точностью в диапазоне изменения вторичного тока от $\beta = 0$ до $\beta \approx 1$. Найдем значение β, при котором КПД имеет максимальное значение. Приравнивая нулю производную $d\eta/d\beta$ и упрощая уравнение, имеем:

$$P_0 = \beta_{max}^2 P_к = P_{э1} + P_{э2},$$

или

$$\beta_{max} = \sqrt{\frac{P_0}{P_к}}. \qquad (6\text{-}8)$$

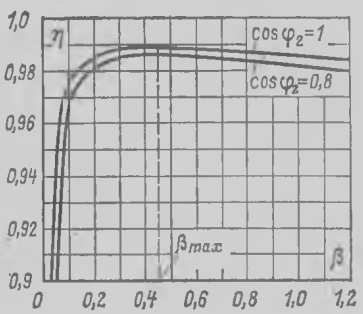


Рис. 6-5. Зависимость КПД η от относительного вторичного тока нагрузки β.

Это означает, что *КПД имеет максимальное значение при такой нагрузке, когда магнитные потери в трансформаторе P_0 равны электрическим потерям $P_{э1} + P_{э2}$.*

В современных силовых трансформаторах $P_0/P_к = 0{,}2 \div 0{,}25$ и максимальное значение КПД получается при нагрузке $\beta = 0{,}45 \div 0{,}5$.

Зависимости КПД трехфазного трансформатора мощностью 1000 кВ·А при $\cos \varphi_2 = 1$ и $\cos \varphi_2 = 0{,}8$ представлены на рис. 6-5. $P_0 = 2{,}45$ кВт, $P_к = 12{,}2$ кВт. Максимум КПД трансформатора имеет место при $\beta_{max} = \sqrt{\frac{2{,}45}{12.2}} = 0{,}45$. В диапазоне

$$2{,}5\beta_{max} > \beta > 0{,}4\beta_{max}$$

КПД уменьшается несущественно. Эта особенность изменения КПД характерна для всех силовых трансформаторов.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

7-1. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ С ОТКЛЮЧЕНИЕМ ОТ ПЕРВИЧНОЙ И ВТОРИЧНОЙ СЕТЕЙ

Как следует из анализа, проведенного в § 6-2, изменение напряжения трансформаторов Δu может достигать в самом неблагоприятном случае, когда угол нагрузки φ_2 равен углу короткого замыкания $\varphi_к$, в относительных единицах 0,06÷0,14. По условиям эксплуатации сетей такое изменение напряжения выходит за пределы допустимых. Поэтому для поддержания напряжения в необходимых пределах предусматриваются устройства регулирования напряжения.

Напряжение трансформатора регулируется обычно ступенями путем изменения чисел витков в первичной или во вторичной обмотках. В трансформаторах, эксплуатируемых при неизменном первичном напряжении $U_1 = \text{const}$, варьируют число витков w_2 во вторичной обмотке, так как при сохранении $w_1 = \text{const}$ магнитный поток трансформатора, магнитные потери и намагничивающий ток, зависящий от отношения U_1/w_1, остаются почти постоянными.

В трансформаторах, эксплуатируемых при постоянной нагрузке ($I_2 = \text{const}$) и изменяющемся первичном напряжении $U_1 = \text{var}$, предпочтительнее изменять число витков в первичной обмотке так, чтобы отношение U_1/w_1 поддерживалось примерно постоянным.

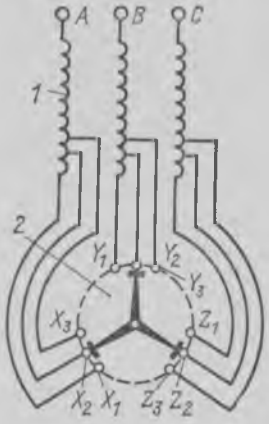


Рис. 7-1. Трансформатор с контактным переключателем числа витков.

1 — обмотка трансформатора; *2* — контактный переключатель.

Все силовые трансформаторы имеют на первичной или вторичной обмотке ответвления, которые позволяют изменять напряжение на ±5%. В трансформаторах небольшой и средней мощности (см. рис. 7-1) делается по три ответвления на фазу (+5, 0, —5%), в более мощных трансформаторах — по пять ответвлений на фазу (+5, +2,5; 0, —2,5; —5%). Для изменения числа витков используют контактные переключатели. Контактные переключатели получаются наиболее простыми и дешевыми, если переключение производится после отключения трансформатора от сетей, а ответвления выполняются в «нулевой» точке трехфазной обмотки, соединенной звездой (рис. 7-1). Рукоятка привода переключателя выводится наружу через стенку бака.

Во избежание короткого замыкания части обмотки между соседними ответвлениями или разрыва цепи обмотки под током *переключателем такой конструкции можно пользоваться только после отключения трансформатора от первичной и вторичной сетей.*

7-2. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПОД НАГРУЗКОЙ

Регулирование напряжения производится со значительно большей точностью и процесс регулирования поддается автоматизации, если переключение ответвлений обмотки удается осуществить под нагрузкой без разрыва цепи тока трансформатора. В этом случае трансформатор оснащается переключающим устройством более сложной конфигурации.

Наибольшее распространение для регулирования напряжения под нагрузкой получило переключающее устройство с токоограничивающими резисторами, схема которого для одной фазы показана на рис. 7-2. Переключение под нагрузкой производится с помощью быстродействующего переключателя $П$ и двух переключателей $П_1$, $П_2$. Быстродействующий переключатель $П$ совместно с токоограничивающими резисторами R_1 и R_2 устанавливается в отдельном баке, заполненном маслом. Он рассчитывается на ток, появляющийся при замыкании соседних ответвлений. Переключатели $П_1$ и $П_2$ могут переводиться с одного ответвления на другое при отсутствии тока в их цепи. На рис. 7-2 показано положение переключателей $П$ и $П_1$, при котором трансформатор работает на ответвлении X_2. Для перехода на соседнее ответвление X_3 предварительно переводят переключатель $П_2$ на это ответвление. Затем поворачивают переключатель $П$ по часовой стрелке. При этом переключения происходят в следующей последовательности: размыкаются контакты *1* и *2* и соединяются контакты *1* и *3*, размыкаются контакты *1* и *3* и соединяются контакты *3* и *4*. Процесс переключения при полной автоматизации занимает сотые доли секунды.

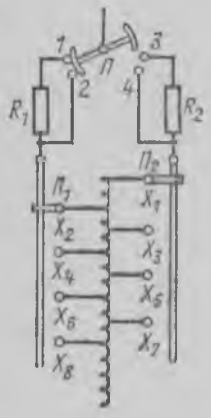


Рис. 7-2. Устройство с токоограничивающими резисторами для переключения ответвлений под нагрузкой.

Для регулирования напряжения под нагрузкой применяется также переключающее устройство с токоограничивающим реактором, показанное схематически для одной фазы на рис. 7-3. Кроме токоограничивающего реактора P, обмотка которого состоит из двух частей *1* и *2*, расположенных на общем замкнутом магнитопроводе, устройство содержит два переключателя $П_1$ и $П_2$, которые могут перемещаться с одного ответвления на другое после отключения тока в их цепи, и два выключателя B_1 и B_2, с помощью которых могут отключаться токи в цепях переключателей.

Переключатели $П_1$ и $П_2$ и реактор P размещаются в масляном баке трансформатора. Выключатели B_1 и B_2 устанавливаются в особом баке, укрепленном на трансформаторе. В рабочем состоянии оба переключателя контактируют с одним и тем же ответвлением, например с ответвлением X_4 (рис. 7-3, *а*). Ток нагрузки I разде-

ляется поровну между цепями переключателей и, создавая в 1-й и 2-й частях обмотки реактора взаимно уравновешенные МДС, не намагничивает реактор. Поэтому по отношению к току нагрузки реактор обладает лишь небольшим активным сопротивлением, а его индуктивное сопротивление может не учитываться. Процесс переключения с ответвления X_4 на ответвление X_3 распадается на семь позиций, указанных в табл. 7-1. Вид схемы при наиболее характерных позициях показан на рис. 7-3. В позициях 2 или 3, представленных на рис. 7-3, *б*, ток нагрузки протекает только по одной части

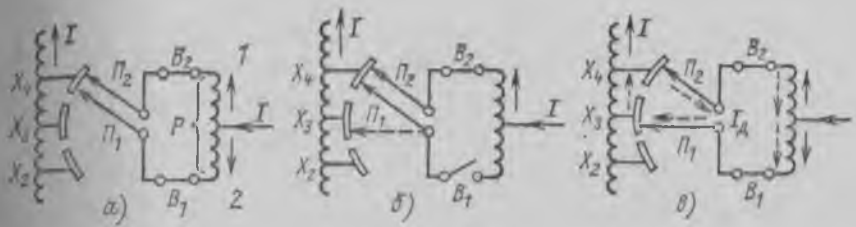


Рис. 7-3. Устройство с токоограничивающим реактором для переключения ответвлений под нагрузкой.

обмотки реактора, образуя в нем магнитное поле. Однако реактор рассчитывается таким образом, что возникающее в нем в этих позициях кратковременное индуктивное падение напряжения не оказывает заметного влияния на вторичное напряжение трансформатора. В позиции 4, представленной на рис. 7-3, *в*, часть обмотки, заключенная между отпайками X_4 и X_3, оказывается замкнутой на реактор. Но дополнительный ток $I_д$, возникающий в контуре под действием ЭДС в витках между X_3 и X_4, ограничивается индуктивным сопротивлением реактора, поле в котором образуется теперь согласно направленными МДС от дополнительного тока (пунктирные стрелки на рисунке).

Таблица 7-1

Номер позиции	Положение переключателей		Состояние выключателей		Рисунок	Номер позиции	Положение переключателей		Состояние выключателей		Рисунок
	$П_1$	$П_2$	B_1	B_2			$П_1$	$П_2$	B_1	B_2	
1	X_1	X_4	+	+	7-3, *а*	4	X_3	X_4	+	+	7-3, *в*
2	X_1	X_4	—	+	7-3, *б*	5	X_3	X_4	+	—	—
3	X_3	X_4	—	+	7-3, *б* (пунктир)	6	X_3	X_3	+	—	—
						7	X_3	X_3	+	+	—

Примечание. Включенному выключателю соответствует знак (+); выключенному — знак (—).

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ

8-1. ТОК ХОЛОСТОГО ХОДА И СОПРОТИВЛЕНИЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ

В § 2-6 показано, как определяется реактивная составляющая тока холостого хода I_{0r} из расчета магнитной цепи. Однако удобнее и проще определять реактивную составляющую тока холостого хода по реактивной мощности, необходимой для намагничивания трансформатора. Реактивная мощность может быть выражена или через ЭДС взаимной индукции и реактивную составляющую тока холостого хода $Q_0 = E_1 I_{0r}$ (для однофазного трансформатора) или через величины магнитного поля в элементах магнитопровода. Покажем это на примере по рис. 8-1.

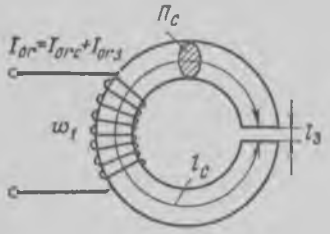


Рис. 8-1. К расчету реактивных токов, необходимых для намагничивания сердечника I_{0rc} и зазоров I_{0r3} магнитопровода.

Выразим ЭДС E_1 через амплитудный магнитный поток

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 \Phi_m,$$

где $\Phi_m = \Pi_c B_m$.

Ток I_{0r} в соответствии с (2-13), (2-14) представим в виде суммы двух составляющих $I_{0r} = I_{0rc} + I_{0r3}$, одна из которых I_{0rc} уравновешивает падение магнитного напряжения в стальном магнитопроводе $I_{0rc} = H_m l_c / \sqrt{2}\, w_1$, другая I_{0r3} — падение магнитного напряжения в зазоре $I_{0r3} = \dfrac{B_m l_3}{\sqrt{2} w_1 \mu_0}$. Реактивная мощность (общая) равна сумме реактивных мощностей, необходимых для образования поля в магнитопроводе и в зазоре,

$$Q_0 = E_1 I_{0r} = E_1 I_{0rc} + E_1 I_{0r3} = m_c q_c + \Pi_c q_3,$$

где $q_c = \dfrac{E_1 I_{0rc}}{m_c} = \dfrac{\pi f B_m H_m}{\gamma}$ — удельная намагничивающая мощность магнитопровода;

$q_3 = \pi f B_m^2 l_3 / \mu_0$ — удельная намагничивающая мощность зазора на единицу сечения магнитопровода;

m_c — масса магнитопровода;

Π_c — площадь сечения магнитопровода;

γ — плотность.

Зависимости удельных намагничивающих мощностей от индукции для шихтованных магнитопроводов приведены в [13]. Реактивная мощность, необходимая для намагничивания магнитопроводов любого исполнения

$$Q_0 = q_{ст} m_{ст} + q_я m_я + n_{з,ст} q_{з,ст} \Pi_{ст} + n_{з,я} q_{з,я} \Pi_я, \qquad (8\text{-}1)$$

где $m_{ст}$, $m_я$ — массы стержней и ярм; $П_{ст}$, $П_я$ — площади сечений стержня и ярма; $q_{ст}$, $q_я$, $q_{з,ст}$, $q_{з,я}$ — соответственно удельные намагничивающие мощности стержней, ярм, зазоров в стержнях и зазоров в ярмах.

В однофазном стержневом магнитопроводе число зазоров в стержнях $n_{з,ст} = 2$, в ярмах $n_{з,я} = 2$; в трехфазном стержневом магнитопроводе $n_{з,ст} = 3$, $n_{з,я} = 4$.

Активная мощность, равная магнитным потерям или потерям холостого хода, рассчитывается по удельным потерям для стержней $p_{ст}$ и ярм $p_я$, которые даны в [13].

$$P_0 = p_{ст} m_{ст} + p_я m_я. \tag{8-2}$$

Эти мощности рассчитываются обычно только при номинальном напряжении $U_{1н} = E_{1н}$. По этим мощностям (см. § 2-8) определяются составляющие тока холостого хода

$$I_{0r} = \frac{Q_0}{mU_{1н}}, \quad I_{0a} = \frac{P_0}{mU_{1н}};$$

ток холостого хода

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2}$$

и составляющие сопротивления взаимной индукции

$$Z_0 = U_{1н}/I_0; \quad R_0 = P_0/mI_0^2; \quad X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}.$$

8-2. СОПРОТИВЛЕНИЕ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

В режиме короткого замыкания (см. § 5-2) МДС первичной i_1w_1 и вторичной i_2w_2 обмоток получаются почти полностью уравновешенными.

Не делая заметной ошибки, можно положить $i_1w_1 = -i_2w_2$ и считать, что при коротком замыкании существует только поле рассеяния, а поле взаимной индукции, поскольку $i_0w_1 = i_1w_1 + i_2w_2 = 0$, отсутствует. Картина поля, образованного такой системой МДС при концентричном расположении обмоток, показана на рис. 8-2. Напряженность H этого поля в зоне расположения обмоток и в канале между ними направлена вдоль оси стержня. С достаточным приближением это поле можно считать симметричным относительно оси стержня. Поэтому напряженность H на расстоянии от оси стержня $D/2$ в пределах высоты катушек h остается одной и той же. Распределение напряженности по радиальной координате x, отсчитываемой от внутренней поверхности области катушек, показано там же.

В соответствии с законом полного тока напряженность достигает наибольшей величины в зоне между обмотками ($a_1 < x < a_1 + a_{12}$), где линии поля сцеплены со всем током обмотки w_1:

$$H = H_m \approx \frac{i_1 w_1}{h}.$$

Падение магнитного потенциала в ферромагнитном магнитопроводе при $\mu_{rc} = \infty$ и $H_c = 0$ в первом приближении может не учитываться. В пределах сечений обмоток напряженность изменяется линейно от 0 до H_m, например, при $0 < x < a_1$ линия поля охватывает ток $\frac{i_1 w_1 x}{a_1}$ и напряженность $H = \frac{i_1 w_1 x}{h a_1} = H_m \frac{x}{a_1}$.

Энергия поля рассеяния, образованного двумя магнитно-связанными обмотками, может быть выражена через индуктивности этих обмоток

$$W = L_1 i_1^2/2 + L_2' i_2'^2/2 + i_1 i_2' L_{12}'.$$

Имея в виду, что $L_1 = L_{1\sigma} + L_{12}'$, $L_2' = L_{2\sigma}' + L_{12}'$, $i_1 = -i_2'$ и $L_{1\sigma} + L_{2\sigma}' = L_к$, найдем:

$$W = \frac{1}{2}(L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')\, i_1^2 = \frac{1}{2} L_к i_1^2, \qquad (8\text{-}3)$$

где $L_к$ — индуктивность короткого замыкания.

Эта же энергия может быть выражена через удельную энергию магнитного поля на единицу объема

$$w = HB/2 = \mu_0 H^2/2.$$

При определении энергии интегрирование может быть распространено только на объем $V = \pi D_{ср}(a_1 + a_{12} + a_2)\, h$, занятый обмотками, в котором сосредоточена подавляющая часть энергии поля рассеяния

$$W = \int_V w\, dV = \frac{\mu_0}{2} \int_V H^2\, dV.$$

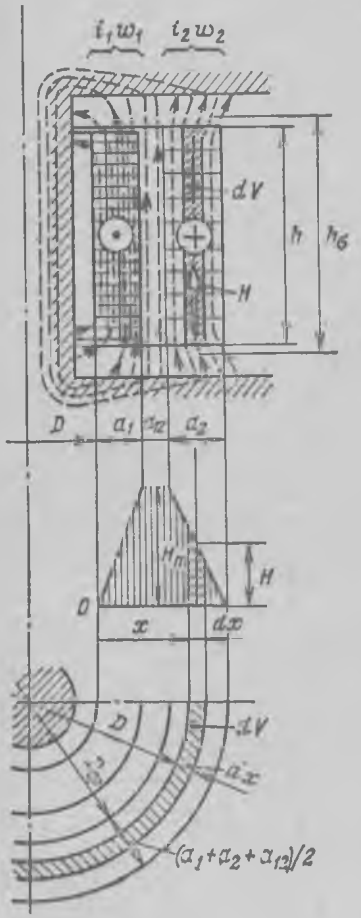


Рис. 8-2. Магнитное поле рассеяния трансформатора в режиме короткого замыкания ($i_1\omega_1 = -i_2\omega_2$).

Поскольку H вдоль окружности $D = D_1 + x$ и по высоте h не изменяется, элементарный объем dV

$$dV = \pi D h\, dx = \pi (D_1 + x)\, h\, dx.$$

С достаточной для инженерных целей точностью диаметр $D = D_1 + x$ может быть заменен средним диаметром $D_{ср} = D_1 + \frac{a_1 + a_{12} + a_2}{2}$. После этих упрощений

$$W = \frac{\mu_0 h \pi D_{ср}}{2} \int_0^{a_1 + a_{12} + a_2} H^2\, dx =$$

$$= \frac{\mu_0}{2} \pi D_{ср} h a_\sigma H_m^2, \qquad (8\text{-}4)$$

где $a_\sigma = a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}$.

Приравнивая (8-3) и (8-4), получаем формулу, связывающую индуктивность короткого замыкания с размерами и обмоточными данными трансформатора

$$L_к = \frac{\pi \mu_0 D_{ср} \omega_1^2 a_\sigma k_R}{h}. \qquad (8\text{-}5)$$

Коэффициент

$$k_R = 1 - \frac{a_1 + a_{12} + a_2}{\pi h},$$

называемый коэффициентом Роговского (по имени автора), позволяет уменьшить ошибку в расчете, возникающую из-за принятых допущений.

Индуктивное сопротивление короткого замыкания рассчитывается по формуле

$$X_к = \frac{2\pi^2 f \mu_0 D_{ср} a_\sigma \omega_1^2}{l} k_R. \qquad (8\text{-}6)$$

Активная составляющая сопротивления короткого замыкания рассчитывается как сумма приведенных активных сопротивлений обмоток

$$R_к = R_1 + R'_2 = R_1 + R_2\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2, \qquad (8\text{-}7)$$

где $R_1 = \rho_{75}\dfrac{\pi D_{ср}\omega_1}{\Pi_{в1}} k_д$ — активное сопротивление первичной обмотки;

$R_2 = \rho_{75}\dfrac{\pi D_{ср}\omega_2}{\Pi_{в2}} k_д$ — активное сопротивление вторичной обмотки;

$\Pi_{в1}$, $\Pi_{в2}$ — сечения витков обмоток;

ρ_{75} — удельное электрическое сопротивление проводов при 75°С по [13];

$k_д = 1{,}05 \div 1{,}15$ — коэффициент добавочных потерь.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

СВЯЗЬ МЕЖДУ ВЕЛИЧИНАМИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ, И ЕГО РАЗМЕРАМИ

9-1. ЗАВИСИМОСТИ НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКОВ, МОЩНОСТИ И МАССЫ ТРАНСФОРМАТОРА ОТ ЕГО РАЗМЕРОВ

Рассмотрим ряд геометрически подобных трансформаторов. Два трансформатора из этого ряда представлены на рис. 9-1. Все размеры любого трансформатора этого ряда различаются в k раз от размеров любого другого трансформатора ряда.

Приняв за базисный некоторый размер, например высоту магнитопровода l, можно считать, что все *остальные размеры трансформаторов пропорциональны этому размеру*. Например, средний диаметр витков обмоток $D_{ср} \approx l$. *Площади* сечений любых элементов трансформатора *пропорциональны квадрату этого размера*, $П \sim l^2$; соответственно *объемы* любых элементов трансформатора изменяются *пропорционально кубу этого размера*, $V \sim l^3$.

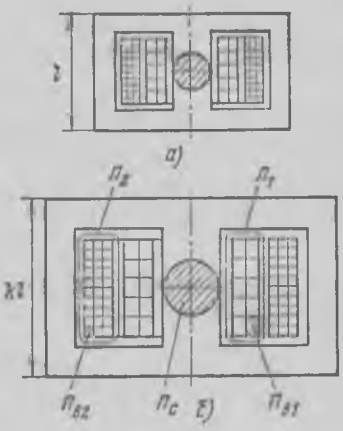


Рис. 9-1. Геометрически подобные однофазные трансформаторы.

Посмотрим теперь, как связаны величины, характеризующие электромагнитные процессы в трансформаторе в номинальном режиме, с его размерами. Предположим, что все трансформаторы ряда изготовлены из одних и тех же материалов и их электромагнитные нагрузки (индукция в стержне B и плотность тока в обмотках J), а также частота остаются постоянными $B = \text{const}$; $J = \text{const}$; $f = \text{const}$.

1. Пренебрегая различием между напряжением и ЭДС, найдем

$$U_{1н} \approx E_{1н} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f w_1 (B П_с) \sim w_1 П_с \sim w_1 l^2, \qquad (9\text{-}1)$$

т. е. *напряжение пропорционально числу витков обмотки и квадрату линейного размера* (здесь $П_с$ — сечение стержня магнитопровода).

2. Предполагая, что при изменении l общее сечение проводников обмотки пропорционально l^2, найдем

$$I_{1н} = П_1 \frac{J}{w_1} \sim \frac{l^2}{w_1}, \qquad (9\text{-}2)$$

т. е. *ток пропорционален квадрату линейного размера и обратно пропорционален числу витков* (здесь $П_1$ — общее сечение проводников обмотки).

3. *Полная мощность трансформатора*

$$S = S_н = U_{1н} I_{1н} \sim (l^2 w_1) \frac{l^2}{w_1} = l^4 \qquad (9\text{-}3)$$

пропорциональна линейному размеру в четвертой степени.

Важно, что мощность не зависит при сделанных оговорках от числа витков в обмотках.

4. *Масса трансформаторов ряда*, изготовленных из одинаковых материалов

$$m = \Sigma \gamma V \sim l^3, \qquad (9\text{-}4)$$

пропорциональна кубу линейного размера.

Масса, приходящаяся на единицу мощности

$$\frac{m}{S} \sim \frac{l^3}{l^4} \sim \frac{1}{l} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S}},$$

обратно пропорциональна линейному размеру (в мощных трансформаторах масса на единицу мощности меньше).

9-2. ЗАВИСИМОСТИ ПОТЕРЬ И ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРА ОТ ЕГО РАЗМЕРОВ

1. Потери в трансформаторе складываются из магнитных и электрических потерь.

Магнитные потери

$$P_м = \Sigma p_м m_м \sim l^3$$

пропорциональны массе элементов магнитопровода $m_м$, так как удельные потери $p_м$ в сходственных элементах при изменении размеров сохраняются неизменными. Потери электрические могут быть выражены через объемы обмоток

$$V_1 = \pi D_{ср} П_1$$

$$V_2 = \pi D_{ср} П_2,$$

плотность тока J и удельное электрическое сопротивление ρ

$$P_э = P_{э1} + P_{э2} = \rho J^2 V_1 + \rho J^2 V_2.$$

При сохранении материалов и плотности тока эти потери пропорциональны кубу линейного размера

$$P_э = \rho J^2 (V_1 + V_2) \sim l^3.$$

Таким образом, *потери трансформатора*

$$P_э + P_м \sim l^3 \tag{9-5}$$

пропорциональны кубу линейных размеров.

Относительные потери, приходящиеся на единицу мощности

$$\frac{P_э + P_м}{S} \sim l^3/l^4 \sim 1/l \sim 1/\sqrt[4]{S}, \tag{9-6}$$

обратно пропорциональны линейному размеру или корню 4-й степени из мощности (в более мощных трансформаторах относительные потери меньше). Однако *потери на единицу охлаждаемой поверхности* $П_о$

$$(P_э + P_м)/П_о \sim l^3/l^2 = l$$

пропорциональны линейному размеру и возрастают с увеличением мощности. Поэтому в мощных трансформаторах приходится искусственно развивать поверхность охлаждения, устраивая дополнительные каналы в магнитопроводе и обмотках.

2. Индуктивное сопротивление короткого замыкания (см. § 8-2)

$$X_к \sim \frac{\omega_1^2 D_{ср} a_\sigma}{h} \sim \omega_1^2 l \tag{9-7}$$

пропорционально квадрату числа витков и линейному размеру.

Активная составляющая сопротивления короткого замыкания

$$R_к = P_э / I_{1н}^2 \sim l^3/(l^2/\omega_1)^2 \sim \omega_1^2/l \tag{9-8}$$

пропорциональна квадрату числа витков и обратно пропорциональна линейному размеру.

Составляющие напряжения короткого замыкания

$$X_{*к} = u_r = \frac{X_к I_{1н}}{U_{1н}} \sim \frac{(\omega_1^2 l)}{(\omega_1 l^2)} \left(\frac{l^2}{\omega_1}\right) \sim l;$$

$$R_{*к} = u_a = \frac{R_к I_{1н}}{U_{1н}} \sim \left(\frac{\omega_1^2}{l}\right) \left(\frac{l^2}{\omega_1}\right) \frac{1}{(\omega_1 l^2)} \sim \frac{1}{l}.$$

Тангенс угла короткого замыкания

$$\operatorname{tg} \varphi_к = \frac{X_{*к}}{R_{*к}} = \frac{u_r}{u_a} \sim \frac{1}{l^2}. \tag{9-9}$$

Таким образом, с ростом размеров u_r возрастает, а u_a падает. Это хорошо подтверждается данными выпускаемых серийно трансформаторов.

3. Составляющие тока холостого хода (см. § 2-6)

$$\left.\begin{aligned} I_{0r} &\sim \frac{\oint H_l\, dl}{w_1} \sim \frac{l}{w_1}; \\ I_{0a} &= \frac{P_м}{U_{1н}} \sim \frac{B^2}{w_1 l^2} \sim \frac{l}{w_1} \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}10)$$

пропорциональны линейному размеру и обратно пропорциональны числу витков.

Относительный ток холостого хода (или относительная мощность намагничивания)

$$\frac{Q_0}{S} = \frac{I_0 U_{1н}}{I_{1н} U_{1н}} = \frac{I_0}{I_{1н}} \sim \left(\frac{l}{w_1}\right)\left(\frac{w_1}{l^2}\right) = \frac{1}{l} \qquad (9\text{-}11)$$

обратно пропорционален линейному размеру (с ростом размеров и мощности трансформаторов он уменьшается).

В выпускаемых сериях трансформаторов полное геометрическое подобие не сохраняется, не вполне постоянны также B и J, однако выявленные выше закономерности качественно все же соблюдаются. Из вышеприведенного следует также, что выгоднее применять более мощные трансформаторы, поскольку они требуют меньшего расхода материалов на единицу мощности, для их намагничивания необходима относительно меньшая реактивная мощность, в них выделяются относительно меньшие потери.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ И АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

10-1. МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

а) Трехобмоточные трансформаторы

Многообмоточным называют трансформатор, на магнитопроводе которого располагается более двух электрически не связанных обмоток.

В энергетических системах применяются главным образом трехобмоточные трансформаторы, связывающие электрические сети с тремя различными напряжениями U_1, U_2 и U_3. Применяются как однофазные трехобмоточные трансформаторы (рис. 10-1), так и трехфазные трехобмоточные трансформаторы, которые могут иметь схемы и группы соединений обмоток: $Y_н/Y_н/\Delta$-0-11 (рис. 10-2) и $Y_н/\Delta/\Delta$-11-11.

Трехобмоточные трансформаторы могут иметь либо одну первичную обмотку (*1*) и две вторичные (*2* и *3*), либо две первичные (*1* и *2*) и одну вторичную (*3*). В дальнейшем рассматривается трансформатор с одной первичной и двумя вторичными обмотками.

Трехобмоточный трансформатор заменяет собой два двухобмоточных трансформатора, один из которых связывает сеть *1* с сетью *2*, другой — сеть *1* с сетью *3*. Экономически трехобмоточный трансформатор выгоднее, чем два двухобмоточных: его изготовление обхо-

дится дешевле, на подстанции он занимает меньше места, причем он допускает не только передачу энергии из первичной сети *1* в любую из вторичных (*2* или *3*), но и непосредственную (с помощью одной трансформации) передачу энергии из одной из вторичных

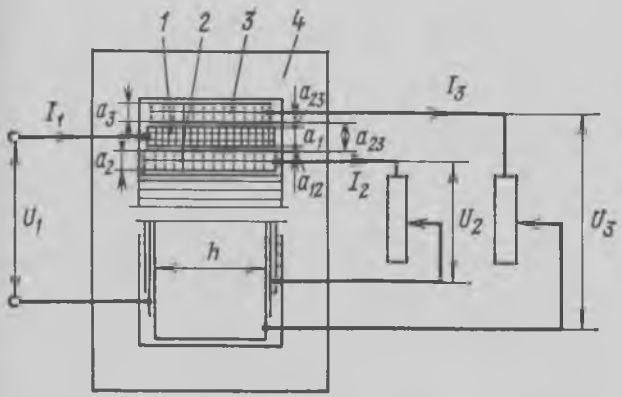


Рис. 10-1. Схема однофазного трехобмоточного трансформатора.

1 — первая обмотка; *2* — вторая обмотка; *3* — третья обмотка; *4* — броиестержневон магнитопровод.

сетей в другую вторичную сеть (например, из *2* в *3*). При использовании двух двухобмоточных трансформаторов такого рода передача энергии требует двух трансформаций (сначала из *2* сети в *1*, а затем из *1* в *3*) и потери энергии получаются примерно в 2 раза большими.

К числу недостатков трехобмоточного трансформатора относится его несколько меньшая надежность (при повреждении одной из его обмоток он полностью выходит из строя, в то время как при неисправности в одном из двухобмоточных трансформаторов второй может эксплуатироваться).

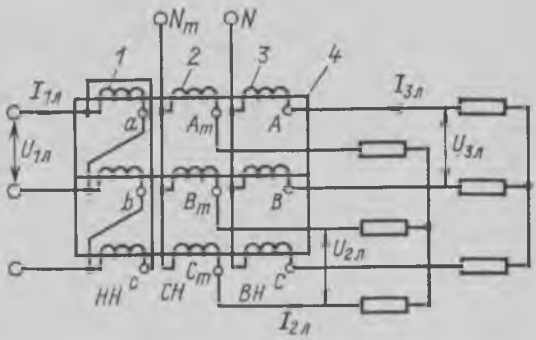


Рис. 10-2. Схема трехфазного трехобмоточного трансформатора $Y_н/Y_н/\Delta$-0-11.

1 — первая трехфазная обмотка НН; *2* — вторая трехфазная обмотка СН; *3* — третья трехфазная обмотка ВН; *4* — стержневой магнитопровод.

Электромагнитные процессы в трехобмоточном трансформаторе могут быть описаны по аналогии с двухобмоточным трансформатором (см. гл. 2, 3). Предварительно необходимо привести все величины второй и третьей обмотки к числу

витков первичной обмотки:

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1}; \quad \dot{I}'_3 = \dot{I}_3 \frac{w_3}{w_1}; \quad \dot{U}'_2 = \dot{U}_2 \frac{w_1}{w_2}; \quad \dot{U}'_3 = \dot{U}_3 \frac{w_1}{w_3};$$

$$Z'_2 = Z_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2; \quad Z'_3 = Z_3 \left(\frac{w_1}{w_3}\right)^2.$$

Поле взаимной индукции образуется намагничивающим током $\dot{I}_0$, который определяется из уравнения токов

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = \dot{I}_0. \tag{10-1}$$

Электродвижущая сила взаимной индукции

$$-\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2 = -\dot{E}'_3 = Z_0 \dot{I}_0, \tag{10-2}$$

где $Z_0 = R_0 + jX_0$ — сопротивление взаимной индукции.

Поле рассеяния образуется взаимно уравновешенной системой токов $\dot{I}'_1$; $\dot{I}'_2$ и $\dot{I}'_3$, где $\dot{I}'_1 = \dot{I}_1 - \dot{I}_0$.

Электродвижущие силы поля рассеяния в каждой из обмоток

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -jX_1 \dot{I}'_1 \approx -jX_1 \dot{I}_1; \quad \dot{E}'_{\sigma 2} = -jX'_2 \dot{I}'_2; \quad \dot{E}'_{\sigma 3} = -jX'_3 \dot{I}'_3,$$

где X_1, X'_2, X'_3 — эквивалентные индуктивные сопротивления рассеяния обмоток, найденные с учетом влияния токов в других обмотках.

Уравнения напряжений обмоток формально записываются так же, как уравнения напряжений двухобмоточного трансформатора [см. (3-13), (3-19)]:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 - \dot{E}_{\sigma 1} + R_1 \dot{I}_1 = -\dot{E}_1 + Z_1 \dot{I}_1; \\ -\dot{E}'_2 &= -\dot{U}'_2 + \dot{E}'_{\sigma 2} - R'_2 \dot{I}'_2 = -\dot{U}'_2 + Z'_2 (-\dot{I}'_2); \\ -\dot{E}'_3 &= -\dot{U}'_3 + \dot{E}'_{\sigma 3} - R'_3 \dot{I}'_3 = -\dot{U}'_3 + Z'_3 (-\dot{I}'_3), \end{aligned}\right\} \tag{10-3}$$

где $Z_1 = R_1 + jX_1$; $Z'_2 = R'_2 + jX'_2$; $Z'_3 = R'_3 + jX'_3$.

Системе уравнений (10-1) — (10-3) соответствует схема замещения на рис. 10-3.

Сопротивление взаимной индукции Z_0 рассчитывается или определяется экспериментально таким же образом, как в двухобмоточном трансформаторе (см. § 5-1, 8-1). Сопротивления Z_1, Z'_2 и Z'_3 выражаются через сопротивления короткого замыкания $Z_{к12}$, $Z_{к13}$ и $Z_{к23}$, определенные из опытов короткого замыкания по рис. 10-4. Сопротивление $Z_{к12} = R_{к12} + jX_{к12}$ определяется при разомкнутой обмотке *3*.

Сопротивление $Z_{к13} = R_{к13} + jX_{к13}$ определяется при разомкнутой обмотке *2*.

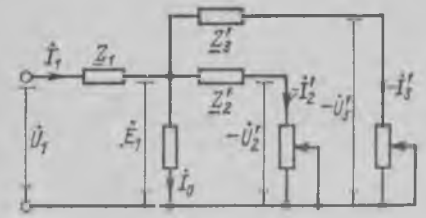


Рис. 10-3. Схема замещения трехобмоточного трансформатора.

Сопротивление $\underline{Z}_{к23} = R_{к23} + jX_{к23}$ определяется при питании обмотки *2* и разомкнутой обмотке *1*, это сопротивление приводится к обмотке *1* по формуле

$$\underline{Z}'_{к23} = \underline{Z}_{к23}(w_1/w_2)^2.$$

Замечаем, что

$$\underline{Z}_{к12} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2; \quad \underline{Z}_{к23} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_3; \quad \underline{Z}'_{к23} = \underline{Z}'_2 + \underline{Z}'_3.$$

Решая эти уравнения относительно Z_1, Z'_2, Z'_3, получаем:

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= \frac{1}{2}(\underline{Z}_{к12} + \underline{Z}_{к13} - \underline{Z}'_{к23}); \\ \underline{Z}'_2 &= \frac{1}{2}(\underline{Z}_{к12} + \underline{Z}'_{к23} - \underline{Z}_{к13}); \\ \underline{Z}'_3 &= \frac{1}{2}(\underline{Z}_{к13} + \underline{Z}'_{к23} - \underline{Z}_{к12}). \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}4)$$

Активные составляющие этих сопротивлений представляют собой активные сопротивления соответствующих обмоток R_1, R'_2,

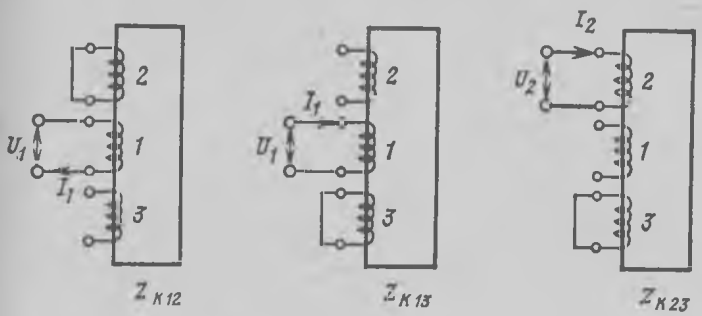


Рис. 10-4. Опыты короткого замыкания однофазного трехобмоточного трансформатора.

R'_3 (см. § 8-2), а их реактивные составляющие имеют смысл эквивалентных индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток:

$$X_1 = \frac{1}{2}(X_{к12} + X_{к13} - X'_{к23});$$

$$X'_2 = \frac{1}{2}(X_{к12} + X'_{к23} - X_{к13});$$

$$X'_3 = \frac{1}{2}(X_{к13} + X'_{к23} - X_{к12}).$$

Вторичные напряжения трансформатора при нагрузке могут быть определены аналитически с помощью (10-1), (10-3) или графически путем построения векторной диаграммы, приведенной на рис. 10-5. Полагая, что $I_0 \ll I_1$, и считая заданными первичное напряжение $\dot{U}_{1н}$ и токи $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$, можно найти $\dot{E}_1$, U'_2 и U'_3 и оценить изменения напряжения на второй и третьей обмотках:

$$\Delta u_2 = \frac{U'_2 - U_{1н}}{U_{1н}}; \quad \Delta u_3 = \frac{U'_3 - U_{1н}}{U_{1н}}.$$

Из схемы замещения или из векторной диаграммы видно, что при $Z_1 \neq 0$ напряжение U_2' зависит не только от тока I_2', но и от тока I_3' (соответственно U_3' зависит не только от тока I_3', но и от тока I_2'), что, вообще говоря, нежелательно для потребителей электроэнергии. С целью уменьшения этого влияния следует уменьшить сопротивление Z_1 за счет его реактивной составляющей X_1. Это может быть достигнуто при размещении обмотки *1* между обмотками *2* и *3*, как на рис. 10-1. Выражая индуктивные сопротивления короткого замыкания через размеры обмоток (§ 8-2)

$$X_{к12} \sim \frac{a_1 + a_2}{3} + a_{12};$$

$$X_{к13} \sim \frac{a_1 + a_3}{3} + a_{13};$$

$$X'_{к23} \sim \frac{a_2 + a_3}{3} + a_{23},$$

где $a_{23} = a_1 + a_{13} + a_{12}$, замечаем, что при таком размещении обмоток сопротивление X_1 получается отрицательным (как на диаграмме по рис. 10-5) и очень небольшим по абсолютному значению

$$X_1 = \frac{1}{2}(X_{к12} + X_{к13} - X'_{к23}) \sim \frac{2a_1}{3} + a_{12} + a_{13} - a_{23} = -\frac{a_1}{3} < 0.$$

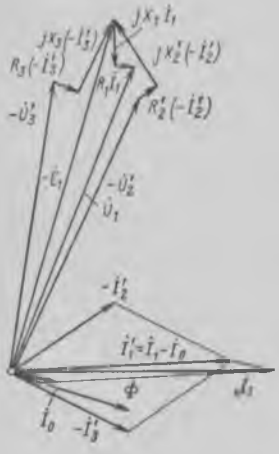


Рис. 10-5. Векторная диаграмма трехобмоточного трансформатора.

Трехобмоточные трансформаторы выпускаются с различным соотношением номинальных мощностей обмоток. Стандартом предусматриваются следующие соотношения мощностей (в долях мощности первичной обмотки):

$S_{1н}/S_{1н}$	$S_{2н}/S_{1н}$	$S_{3н}/S_{1н}$
1	1	1
1	1	2/3
1	2/3	2/3

Соотношению мощностей должны соответствовать соотношения между приведенными токами. Обязательно соблюдение условия $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2' - \dot{I}_3'$ (см. рис. 10-5). Однако при этом сумма вторичных токов может быть больше первичного тока $I_2' + I_3' \geq I_1$ и соответственно сумма вторичных мощностей может превышать первичную мощность

$$I_2'U_1 + I_3'U_1 \geq I_1U_1,$$

или

$$S_2 + S_3 \geq S_1.$$

Правда, это превышение должно находиться в пределах, предусмотренных стандартом (в первом варианте $S_2 + S_3 \leqslant 2S_1$; во втором $S_2 + S_3 \leqslant 1^2/_3 S_1$, в третьем $S_2 + S_3 \leqslant 1^1/_3 S_1$).

В то же время баланс активных и реактивных мощностей конечно должен соблюдаться:

$$P_1 = P_2 + P_3 + \Sigma P;$$
$$Q_1 = Q_2 + Q_3 + \Sigma Q,$$

где ΣP, ΣQ — потери активной и реактивной мощностей в самом трансформаторе (см. § 3-8).

б) Двухобмоточные трансформаторы с расщепленной первичной (или вторичной) обмоткой

Такое название получили трансформаторы с одной первичной (или вторичной) обмоткой и с р а с щ е п л е н н о й вторичной (или первичной) обмоткой. Поскольку расщепленная обмотка состоит из двух самостоятельных электрически не связанных частей, такой трансформатор по-существу является многообмоточным и отличается от трехобмоточного лишь тем, что в нем не требуется осуществлять передачу энергии из одной части расщепленной обмотки в другую.

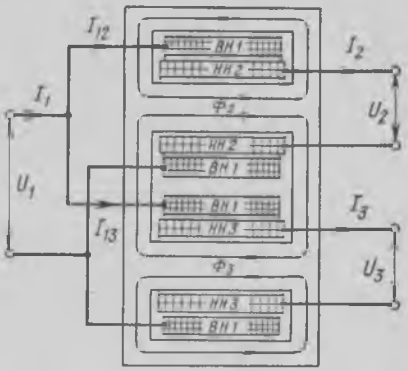


Рис. 10-6. Схема двухобмоточного однофазного трансформатора с расщепленной обмоткой НН.

Устройство однофазного двухобмоточного трансформатора с одной первичной обмоткой *1* и расщепленной на две части (*2* и *3*) вторичной обмоткой показано на рис. 10-6. Магнитопровод трансформатора выполнен бронестержневым по рис. 1-6,*б*. Вторичные обмотки *2* и *3* низшего напряжения НН размещаются на разных стержнях, первичная обмотка *1* высшего напряжения имеет две параллельные ветви, которые также размещаются на разных стержнях.

При таком расположении обмоток магнитная связь между двумя частями (*2* и *3*) обмотки НН получается весьма слабой. Передача энергии из сети *2* в сеть *3* посредством магнитного поля почти полностью исключается и трансформатор можно рассматривать как два отдельных трансформатора, один из которых связывает сеть *1* с сетью *2*, а другой — сеть *1* с сетью *3*. При нагружении одной из частей обмотки низшего напряжения НН, например *НН2*, на стороне высшего напряжения ВН будет практически нагружена только одна из параллельных цепей, размещенная на том же стержне, что

и обмотка *НН2*. Разумеется, такой трансформатор может передавать энергию и в обратном направлении. В этом случае он имеет две первичные обмотки *НН2* и *НН3*, питаемые, например, от двух отдельных генераторов, и одну вторичную, *ВН1*.

Номинальные напряжения U_3 и U_2 могут быть как одинаковыми, так и различными. Магнитные потоки Φ_2 и Φ_3 в стержнях трансформатора и приведенные токи I'_2 и I'_3 зависят от соотношения между напряжением U_1 и приведенными напряжениями U'_2 и U'_3. Если $U'_2 = U'_3$, то $I'_2 = I'_3$; $\Phi_2 = \Phi_3$ и, следовательно, потоки в крайних необмотанных стержнях бронестержневого магнитопровода отсутствуют.

В общем случае, когда напряжения в сетях *2* и *3* таковы, что $U_2 \neq U'_3$, приведенные токи и потоки неодинаковы, $I'_2 \neq I'_3$ и $\Phi_2 \neq \Phi_3$, и поток, равный разности потоков $\Phi_2 - \Phi_3$, замыкается через крайние стержни. Если бы магнитопровод трансформатора был двухстержневым, то при $U'_2 \neq U'_3$ поток $\Phi_2 - \Phi_3$ замыкался бы между верхним и нижним ярмами вне магнитопровода и в стенках масляного бака и в других массивных металлических конструктивных частях, расположенных во внешнем магнитном поле, могли бы создаваться значительные потери от вихревых токов. Поэтому для трансформаторов с расщепленной обмоткой предпочтительна бронестержневая конструкция магнитопровода.

По сравнению с обычным двухобмоточным трансформатором с одной обмоткой высшего напряжения ВН, присоединенной к сети *1*, и одной обмоткой низшего напряжения НН, присоединенной к сетям *2* и *3*, двухобмоточный трансформатор с расщепленной на две части, *2* и *3*, обмоткой НН обладает тем несомненным преимуществом, что при коротком замыкании на выводах сети *2* он потребляет из сети *1* вдвое меньший ток. Это объясняется тем, что в обычном двухобмоточном трансформаторе обмотки *2* и *3* соединены параллельно и его сопротивление короткого замыкания $Z_{к123}$ равно половине сопротивления короткого замыкания обмоток *1* и *2* (или *1* и *3*) трансформатора с расщепленной обмоткой $Z_{к12} = Z_{к13}$. Именно поэтому трансформаторы с расщепленной обмоткой получили заметное распространение.

10-2. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Автотрансформатором называют трансформатор, в котором кроме магнитной имеется электрическая связь между первичной и вторичной обмотками.

Автотрансформаторная схема включения трансформатора, предназначенная для передачи электрической энергии из входной сети с напряжением U в выходную сеть с напряжением $U' > U$, показана на рис. 10-7. В схеме используется двухобмоточный трансформатор с обмотками *1* и *2*, расположенными на одном и том же стержне

и охватывающими друг друга (см. рис. 1-1, *а*) [1]. Первичная обмотка трансформатора *1* включается на напряжение сети низшего напряжения, в данном случае U. Вторичная обмотка трансформатора включается между зажимом *а* (*X*) входной сети и зажимом *x* выходной сети таким образом, чтобы ее напряжение U_2 добавлялось к напряжению U и увеличивало его до напряжения U'. Трансформатор, включенный по этой схеме, называется автотрансформатором.

В отличие от обычного трансформатора изоляция его вторичной обмотки, контактирующей с входной и выходной сетями, должна быть рассчитана на наибольшее из напряжений U, U' (в схеме для повышения напряжения по рис. 10-7 на напряжение U'), а не на напряжение U_2, как в обычном трансформаторе.

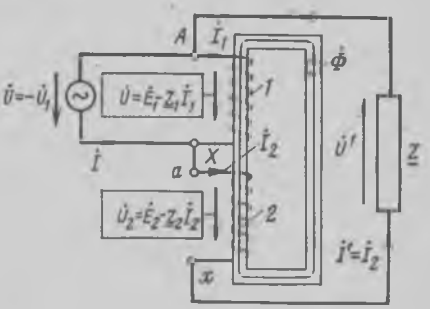


Рис. 10-7. Схема автотрансформатора.

Коэффициент трансформации n автотрансформатора равен отношению напряжений U/U' при холостом ходе ($I' = 0$). Для схемы на рис. 10-7

$$n = \frac{U}{U'} = \frac{E_1}{E_1 + E_2} = \frac{1}{1 + n_{21}},$$

где $n_{21} = E_2/E_1 = w_2/w_1$.

Для описания электромагнитных процессов в автотрансформаторе используются уравнения трансформатора

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}_1 &= \dot{E}_1 - \underline{Z}_1\dot{I}_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - \underline{Z}_2\dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2 n_{21} &= \dot{I}_0; \\ \dot{E}_1 &= \frac{\dot{E}_2}{n_{21}} = -\underline{Z}_0\dot{I}_0. \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}5)$$

К этим уравнениям добавляются уравнения, которые описывают саму схему при положительных направлениях, показанных на рис. 10-7:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}' &= \dot{U} + \dot{U}_2; & \dot{U} &= -\dot{U}_1; \\ \dot{I}' &= \dot{I}_2; & \dot{I} &= -\dot{I}_1 + \dot{I}_2. \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}6)$$

Векторная диаграмма автотрансформатора построена на рис. 10-8. Для выявления основных энергетических процессов пренебрежем в (10-5) и (10-6) током холостого хода I_0 и падениями напряжений

[1] На рис. 10-7 обмотки *1* и *2* для наглядности показаны расположенными на различных участках стержня по высоте.

в обмотках $Z_1 I_1$ и $Z_2 I_2$, полагая $I_0 = 0$, $Z_1 = 0$ и $Z_2 = 0$. Тогда

$$\left.\begin{aligned} &\frac{I_1}{I_2} = \frac{U_2}{U_1} = n_{21};\quad U = U_1; \\ &U' = U + U_2 = U_1(1 + n_{21}) = \frac{U}{n}; \\ &I = I_1 + I_2 = I_2(1 + n_{21}) = \frac{I'}{n}. \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}7)$$

При этих упрощениях и не учитывая потерь активной и реактивной мощностей, можно представить полную мощность автотрансформатора в виде двух составляющих:

$$S = UI = U_1 I_1 + U_1 I_2 = \\ = U_2 I_2 + U_1 I_2 = S_{т(а)} + S_э = \\ = (U_1 + U_2) I_2 = U' I' = S', \qquad (10\text{-}8)$$

где $S_{т(а)} = U_1 I_1 = U_2 I_2$ передается электромагнитным путем; $S_э = U_1 I_2$ передается из первичной сети во вторичную электрическим путем. Поэтому автотрансформатор должен быть рассчитан только на мощность $S_{т(а)}$, передаваемую электромагнитным путем, которая составляет лишь часть полной мощности S:

$$\frac{S_{т(а)}}{S} = \frac{U_2 I_2}{U' I_2} = \frac{(U' - U)}{U'} = \\ = 1 - n, \qquad (10\text{-}9)$$

где $n < 1$.

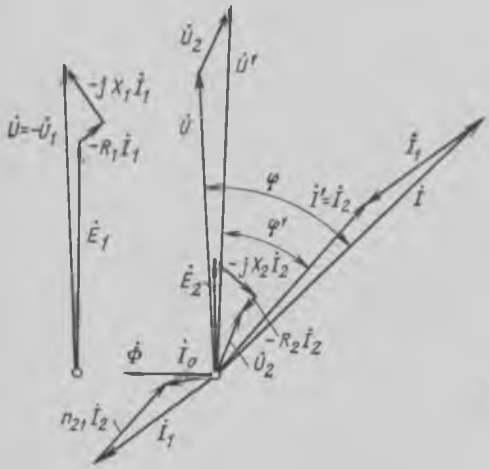


Рис. 10-8. Векторная диаграмма автотрансформатора при активно-индуктивной нагрузке $\left(\varphi' > 0;\quad n_{21} = 0{,}5;\quad n = \frac{1}{1+0{,}5} = \frac{2}{3}\right)$.

Размеры трансформатора независимо от того, включен ли он по обычной схеме без электрической связи между обмотками или по автотрансформаторной схеме, определяются только той мощностью, которая передается через него электромагнитным путем и называется электромагнитной $S_{эм}$. Как было показано в § 9-1, размеры трансформатора пропорциональны $\sqrt[4]{S_{эм}}$. В случае применения обыкновенного трансформатора его электромагнитная мощность $S_{эм} = S$; в случае применения для этой цели автотрансформатора его электромагнитная мощность $S_{эм} = S_{т(а)} = (1 - n) S$. Поэтому автотрансформатор получается значительно меньше по своим размерам и дешевле, чем трансформатор. Применение автотрансформатора тем выгоднее, чем менее коэффициент трансформации n отличается от единицы. Например, при $n = 0{,}9$ электромагнит-

ная мощность автотрансформатора уменьшается в 10 раз, а при $n = 0{,}1$ получается почти такой же, как у обычного трансформатора. Именно поэтому автотрансформаторы применяются при $0{,}5 < n < 1$, когда известное удорожание изоляции вторичной обмотки окупается общим уменьшением массы автотрансформатора и уменьшением потерь.

Автотрансформаторы широко используются для питания бытовых электроприборов и устройств автоматического управления и имеют мощности от 10 и менее до 1000 В·А. Автотрансформаторы получили широкое применение в высоковольтных сетях СССР для связи между системами с близкими уровнями напряжения: 110 и 220; 220 и 500; 330 и 750 кВ. Мощность силовых автотрансформаторов достигает нескольких сотен мегавольт-ампер. Экономический эффект от внедрения автотрансформаторов исчисляется сотнями миллионов рублей.

Под номинальной мощностью автотрансформатора $S_н$ понимается полная мощность $S \approx S'$.

Автотрансформатор может применяться и для понижения напряжения. Так, автотрансформатор на рис. 10-7 будет понижать напряжение, если нагрузка включена на напряжение U, а энергия поступает из сети с напряжением U'.

В энергетических системах наряду с однофазными двухобмоточными автотрансформаторами (рис. 10-9, *а*) часто применяются трехфазные двухобмоточные автотрансформаторы (рис. 10-9, *в*), а также однофазные (рис. 10-9, *б*) и трехфазные (рис. 10-9, *г*) трехобмоточные автотрансформаторы. Схемы и группы соединения обмоток автотрансформаторов, стандартизованные в СССР (ГОСТ 11677-75), приведены на рис. 10-9. Однофазные обмотки, соединенные по автотрансформаторной схеме, обозначаются символом $I_{авто}$, трехфазные обмотки, соединенные по автотрансформаторной схеме в звезду с выведенной нулевой точкой, обозначаются символом $Y_{н,\,авто}$.

Автотрансформаторы могут быть опасны в электрическом отношении, особенно при $1/n \gg 1$, из-за электрической связи между сетью ВН с напряжением U' и сетью НН с напряжением $U \ll U'$. При отсутствии заземления между проводами сети НН и землей действует напряжение $U'/2$, появляющееся за счет емкостных связей проводов сети ВН с землей. Например, при понижении напряжения с помощью автотрансформатора с 3000 до 220 В между проводами сети 220 В и землей появилось бы напряжение $3000/2 = 1500$ В. По этой причине применение автотрансформаторов при $1/n > 2$ запрещено правилами техники безопасности.

Эксплуатация автотрансформаторов при коэффициентах трансформации, мало отличающихся от единицы $n \approx 1$, связана с известными трудностями из-за возможности появления весьма больших токов короткого замыкания.

При питании автотрансформатора со стороны сети ВН, имеющей напряжение U' (рис. 10-7), и коротком замыкании на стороне НН

напряжение U обращается в нуль ($U = 0$) и обмотка *1* автотрансформатора замыкается накоротко ($U_1 = 0$). Одновременно напряжение на обмотке *2* автотрансформатора возрастает от U_2 до U', что приводит к дополнительному увеличению токов короткого замыкания.

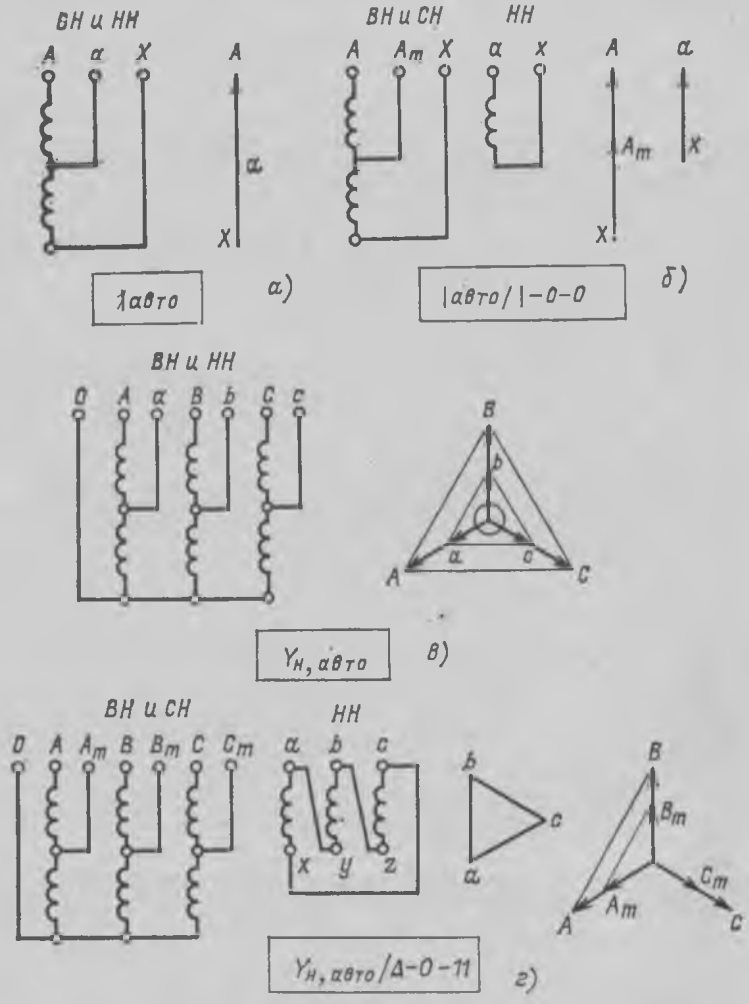


Рис. 10-9. Схемы и группы соединения автотрансформаторов.

Полагая в (10-5), (10-6) напряжение $U = -U_1 = 0$, найдем установившийся ток короткого замыкания в обмотке *2*:

$$I_{2к} = -\frac{U'}{Z_{к21}} = \frac{U_2}{Z_{к21}}\left(\frac{U'}{U_2}\right) = I_{2к,т}\frac{1}{1-n}, \qquad (10\text{-}10)$$

где $Z_{к21}$ — сопротивление короткого замыкания трансформатора при короткозамкнутой обмотке *1* и питании со стороны обмотки *2*;

$I_{2к,т} = U_2/Z_{к21}$ — ток короткого замыкания в обмотке *2* этого трансформатора при напряжении U_2 на обмотке *2*.

Из (10-10) видно, что ток короткого замыкания в обмотке *2* трансформатора, включенного по автотрансформаторной схеме, в $U'/U_2 = 1/(1 - n)$ раз превышает ток короткого замыкания того же трансформатора, включенного по обычной схеме для трансформации энергии из сети с напряжением U_2 в сеть с напряжением U_1. Чем ближе n к единице, тем больше токи короткого замыкания $I_{2к}$ и $I_{1к} = n_{21}I_{2к}$ и тем опаснее последствия их появления.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

11-1. ПРИМЕНЕНИЕ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Параллельное включение нескольких трансформаторов широко применяется в электрических системах. Во многих случаях только при использовании параллельного включения ряда трансформаторов, каждый из которых принимает на себя известную долю общей нагрузки, могут быть трансформированы те огромные мощности, которые требуется передавать на большие расстояния и многократно преобразовывать в современных энергосистемах. Заменить несколько параллельно включенных трансформаторов крупной подстанции одним трансформатором, рассчитанным на всю передаваемую мощность, нельзя уже потому, что такой трансформатор имел бы слишком большие размеры и встретились бы непреодолимые трудности при его изготовлении на заводе и транспортировке к месту установки.

Однако и на подстанциях меньшей мощности включают несколько трансформаторов параллельно, так как при этом лучше решаются задачи резервирования и расширения подстанции. При выходе из строя одного трансформатора остальные продолжают работать и могут принять на себя увеличенную нагрузку, а неисправный трансформатор может быть заменен резервным, стоимость которого сравнительно невелика по сравнению со стоимостью всех установленных трансформаторов. Кроме того, при достаточно большом количестве установленных на подстанции трансформаторов всегда может быть включено на параллельную работу такое их число, при котором каждый из них несет оптимальную нагрузку и преобразует энергию с минимальными потерями (см. § 6-3).

Выбор количества параллельно включенных трансформаторов на подстанции представляет собой оптимизационную технико-экономическую задачу, в которой оптимизируются суммарные затраты на эксплуатацию и изготовление установленных трансформаторов. При этом нужно учитывать, что стоимость потерь энергии и стои-

мость изготовления трансформаторов уменьшаются с ростом мощности трансформаторов в единице, а стоимость резервирования, наоборот, возрастает.

11-2. УСЛОВИЯ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ

Для исключения ошибок при включении условились соединять между собой электрически одинаково обозначенные выводы трансформаторов, работающих параллельно. Схема параллельного включения двух однофазных трансформаторов α и β показана на рис. 11-1. Как видно, одноименные выводы трансформаторов α и β (A_α, A_β; X_α, X_β; a_α, a_β, x_α, x_β) подсоединяются соответственно к одной и той же шине.

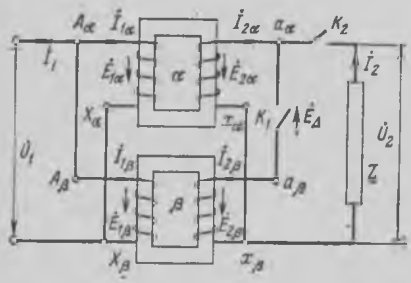


Рис. 11-1. Схема параллельного включения однофазных двухобмоточных трансформаторов, имеющих группу соединения 1/1-0.

Сформулируем условия, при которых допустимо параллельное включение трансформаторов на холостом ходу при отсоединенной нагрузке Z (разомкнутом выключателе K_2). Очевидно, выводы первичных обмоток трансформаторов A_α, A_β, X_α, X_β могут быть присоединены указанным образом к первичной сети без соблюдения каких-либо дополнительных условий. После включения первичных обмоток на напряжение $U_1 = U_{1\alpha} = U_{1\beta}$ между разъединенными выводами вторичных обмоток $a_\alpha x_\alpha$ и $a_\beta x_\beta$ будут действовать соответственно напряжения

$$U_{2\alpha} = E_{2\alpha} = \frac{U_{1\alpha}}{n_{12\alpha}} = \frac{E_{1\alpha}}{n_{12\alpha}}$$

и

$$U_{2\beta} = E_{2\beta} = \frac{U_{1\beta}}{n_{12\beta}} = \frac{E_{1\beta}}{n_{12\beta}}.$$

Выводы x_α и x_β вторичных обмоток трансформаторов могут быть объединены безболезненно. Но на ключе K_1, с помощью которого объединяются зажимы a_α и a_β, может появиться ЭДС

$$\dot{E}_\Delta = \dot{E}_{2\alpha} - \dot{E}_{2\beta}. \qquad (11\text{-}1)$$

Объединение выводов a_α и a_β не будет сопровождаться появлением уравнительных токов в обмотках только при

$$\dot{E}_\Delta = \dot{E}_{2\alpha} - \dot{E}_{2\beta} = 0$$

или при одинаковых вторичных ЭДС

$$\dot{E}_{2\alpha} = \dot{E}_{2\beta}.$$

Для этого необходимо соблюдение следующих условий:

1. *Включаемые параллельно трансформаторы должны иметь одинаковые коэффициенты трансформации.* При $n_{12\alpha} = n_{12\beta}$ и $U_{1\alpha} = U_{1\beta}$ вторичные ЭДС одинаковы $E_{2\alpha} = E_{2\beta}$.

2. *Включаемые параллельно трансформаторы должны иметь одинаковые группы соединения.* При одинаковых номерах групп соединения $N_\alpha = N_\beta = N$ ЭДС $\dot{E}_{2\alpha}$ и $\dot{E}_{2\beta}$ повернуты на одинаковый угол θ_N относительно не отличающихся друг от друга первичных ЭДС $\dot{E}_{1\alpha} = \dot{E}_{1\beta} = -\dot{U}_1$ и, следовательно, совпадают по фазе:

$$\dot{E}_{2\alpha} = \frac{\dot{E}_{1\alpha}}{n_{12\alpha}} e^{j\theta_N} = \frac{\dot{E}_{1\beta}}{n_{12\beta}} e^{j\theta_N} = \dot{E}_{2\beta}.$$

Эти условия распространяются и на трехфазные трансформаторы, при параллельном включении которых также объединяются одинаково обозначенные линейные и нулевые выводы (A_α, A_β; B_α, B_β; C_α, C_β; a_α, a_β; b_α, b_β; c_α, c_β; O_α, O_β). При этом при выполнении условий включения получаются одинаковые по значению и фазе вторичные линейные ЭДС.

11-3. УРАВНИТЕЛЬНЫЕ ТОКИ ПРИ НЕОДИНАКОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТАХ ТРАНСФОРМАЦИИ

Рассмотрим два однофазных трансформатора α и β с группой соединения 1/1-0. Уравнительные токи $I_{1\alpha}$, $I_{1\beta}$, $I_{2\alpha}$, $I_{2\beta}$, которые появятся в обмотках после включения K_1, если коэффициенты трансформации не одинаковы $n_{12\alpha} \neq n_{12\beta}$ и $\dot{E}_\Delta \neq 0$, можно оценить, пренебрегая намагничивающими токами ($\dot{I}_{0\alpha} = \dot{I}_{0\beta}$) и записав уравнения трансформаторов α и β (см. § 3-3) при положительных направлениях (рис. 11-1):

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_{1\alpha} &= -\dot{E}_{1\alpha} + \dot{I}_{1\alpha}\underline{Z}_{1\alpha}; \quad \dot{U}_{2\alpha} = \dot{E}_{2\alpha} - \dot{I}_{2\alpha}\underline{Z}_{2\alpha}; \\ \dot{U}_{1\beta} &= -\dot{E}_{1\beta} + \dot{I}_{1\beta}\underline{Z}_{1\beta}; \quad \dot{U}_{2\beta} = \dot{E}_{2\beta} - \dot{I}_{2\beta}\underline{Z}_{2\beta}, \end{aligned}\right\} \qquad (11\text{-}2)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{E}_{1\alpha} &= \dot{E}_{2\alpha} n_{12\alpha}; \quad \dot{E}_{1\beta} = \dot{E}_{2\beta} n_{12\beta}; \\ \dot{I}_{2\alpha} &= -\dot{I}_{1\alpha} n_{12\alpha}; \quad \dot{I}_{2\beta} = -\dot{I}_{1\beta} n_{12\beta}. \end{aligned}$$

Дополнительно нужно учесть условия, связанные с параллельным включением обмоток при отключенной вторичной нагрузке (K_2 — разомкнут, $I_2 = 0$):

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{1\beta} = \dot{U}_{1\alpha}; \quad \dot{U}_2 = \dot{U}_{2\alpha} = \dot{U}_{2\beta}; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_{1\alpha} + \dot{I}_{1\beta}; \quad \dot{I}_{2\alpha} + \dot{I}_{2\beta} = \dot{I}_2 = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (11\text{-}3)$$

Решая (11-2), (11-3) относительно вторичного уравнительного тока $\dot{I}_{2\alpha} = -\dot{I}_{2\beta}$, найдем:

$$\dot{I}_{2\alpha} = -\dot{I}_{2\beta} = \frac{\dot{U}_2 (n_{12\beta} - n_{12\alpha})}{n_{12\beta}\underline{Z}'_{\kappa\beta} + n_{12\alpha}\underline{Z}'_{\kappa\alpha}}, \qquad (11\text{-}4)$$

где $\underline{Z}'_{к\beta} = \underline{Z}_{2\beta} + \frac{\underline{Z}_{1\beta}}{n_{12\beta}^2}$; $\underline{Z}'_{к\alpha} = \underline{Z}_{2\alpha} + \frac{\underline{Z}_{1\alpha}}{n_{12\alpha}^2}$ — сопротивления короткого замыкания трансформаторов α и β при питании со стороны вторичной обмотки.

Используя (11-4) и уравнения (11-2) для $\dot{U}_{1\alpha}$ и $\dot{U}_{2\alpha}$, можно выявить соотношение между устанавливающимися после включения K_1 напряжениями $\dot{U}_2 = \dot{U}_{2\alpha} = \dot{U}_{2\beta}$ и $\dot{U}_1$

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}_2 \frac{\underline{Z}'_{к\alpha} + \underline{Z}'_{к\beta}}{\underline{Z}_{к\alpha} n_{21\beta} + \underline{Z}'_{к\beta} n_{21\beta}}, \qquad (11\text{-}5)$$

где $n_{21\beta} = 1/n_{12\beta}$; $n_{21\alpha} = 1/n_{12\alpha}$, а при $\underline{Z}'_{к\alpha} = \underline{Z}'_{к\beta}$

$$\dot{U}_1 = -\dot{U}_2/n_{21}, \qquad (11\text{-}6)$$

где $n_{21} = (n_{21\alpha} + n_{21\beta})/2$ — средний коэффициент трансформации.

При небольшом различии между коэффициентами трансформации ($n_{12\alpha}/n_{12\beta} \approx 1$)

$$\dot{I}_{2\alpha} = -\dot{I}_{2\beta} \approx \frac{\dot{E}_\Delta}{\underline{Z}'_{к\beta} + \underline{Z}'_{к\alpha}},$$

где

$$\dot{E}_\Delta = \dot{E}_{2\alpha} - \dot{E}_{2\beta} = \dot{E}_1 \left(\frac{1}{n_{12\alpha}} - \frac{1}{n_{12\beta}} \right) \approx \dot{U}_2 (\Delta n) \qquad (11\text{-}7)$$

— разность ЭДС вторичных обмоток по (11-1);

$\Delta n = (n_{12\beta} - n_{12\alpha})/n_{12}$ — относительное различие в коэффициентах трансформации;

$n_{12} = (n_{12\alpha} + n_{12\beta})/2$ — средний коэффициент трансформации.

Уравнительные токи по (11-4), появляющиеся при номинальном первичном напряжении $U_1 = U_{1н}$, когда $U_2 \approx U_{2н}$, удобно представить в долях номинального тока одного из трансформаторов, например α:

$$I_{*у\alpha} = \frac{I_{2\alpha}}{I_{2\alpha н}} = \frac{I_{1\alpha}}{I_{1\alpha н}} \approx \frac{\Delta n}{u_{к\alpha} + \frac{S_{\alpha н}}{S_{\beta н}} u_{к\beta}}, \qquad (11\text{-}8)$$

где

$$u_{к\alpha} = \frac{I_{2\alpha н} Z'_{к\alpha}}{U_{2\alpha н}}; \quad u_{к\beta} = \frac{I_{2\beta н} Z'_{к\beta}}{U_{2\beta н}}$$

— напряжения короткого замыкания трансформаторов;

$$S_{\alpha н} = I_{2\alpha н} U_{2\alpha н}; \quad S_{\beta н} = I_{2\beta н} U_{2\beta н}$$

— номинальные мощности трансформаторов.

Из (11-8) следует, что даже при небольшом относительном различии между коэффициентами трансформации Δn могут появиться уравнительные токи, соизмеримые с номинальными. Например, при $\frac{S_{\alpha н}}{S_{\beta н}} = 1$ $u_{к\alpha} = u_{к\beta} = 0{,}05$ и при $\Delta n = \frac{n_{12\beta} - n_{12\alpha}}{n_{12}} = 0{,}05$ уравнительный ток $I_{*у} = I_2/I_{2н} = 0{,}05/(2 \cdot 0{,}05) = 0{,}5$.

Во избежание появления опасных уравнительных токов коэффициенты трансформации включаемых параллельно трансформаторов должны различаться не более чем на $\Delta n \leqslant 0{,}005$.

11-4. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗКИ МЕЖДУ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫМИ ТРАНСФОРМАТОРАМИ

Если трансформаторы включены параллельно с соблюдением необходимых условий, то при отключенной нагрузке уравнительные токи в их обмотках отсутствуют.

Нагрузим трансформаторы, включив K_2 (рис. 11-1), и посмотрим, как распределится между ними ток нагрузки. Сделать это можно с помощью схемы замещения параллельно включенных трансформаторов на рис. 11-2, которая представляет собой объединение упрощенных схем замещения трансформаторов α и β по рис. 6-1.

Токи в параллельных ветвях схемы, образованных сопротивлениями короткого замыкания трансформаторов

$$\underline{Z}_{к\alpha} = \underline{Z}_{1\alpha} + n_{12}^2 \underline{Z}_{2\alpha} = Z_{к\alpha} e^{j\varphi_{к\alpha}}$$

и $$\underline{Z}_{к\beta} = \underline{Z}_{1\beta} + n_{12}^2 \underline{Z}_{2\beta} = Z_{к\beta} e^{j\varphi_{к\beta}},$$

обратно пропорциональны этим сопротивлениям

$$\frac{I_{1\alpha}}{I_{1\beta}} = \frac{\underline{Z}_{к\beta}}{\underline{Z}_{к\alpha}} = \frac{Z_{к\beta}}{Z_{к\alpha}} e^{j\Delta\varphi_к}. \qquad (11\text{-}9)$$

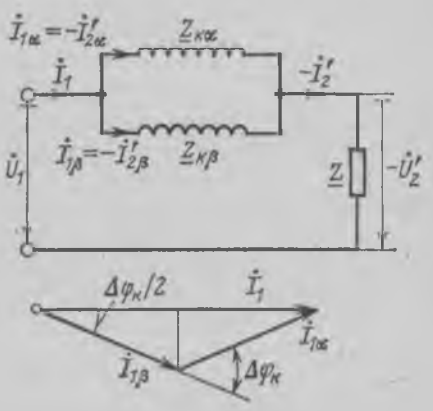


Рис. 11-2. Схема замещения двух параллельно включенных трансформаторов.

В сумме эти токи равны току нагрузки $\dot{I} = \dot{I}_{1\alpha} + \dot{I}_{1\beta}$. Если трансформаторы совершенно одинаковы и их сопротивления короткого замыкания совпадают и по модулям $Z_{к\alpha} = Z_{к\beta}$, и по углам короткого замыкания $\varphi_{к\alpha} = \varphi_{к\beta}$, то ток каждого из трансформаторов равен половине общего тока $I_{1\alpha} = I_{1\beta} = I_1/2$.

Если сопротивления короткого замыкания одинаковы по модулям и отличаются лишь углами короткого замыкания $\varphi_{к\beta} > \varphi_{к\alpha}$, то $\dot{I}_{1\alpha} = \dot{I}_{1\beta} e^{j\Delta\varphi_к}$ и диаграмма токов выглядит так, как это показано на рис. 11-2. Каждый из трансформаторов принимает на себя ток

$$I_{1\alpha} = I_{1\beta} = \frac{I_1}{2\cos(\Delta\varphi_к/2)},$$

который превышает в $1/\cos(\Delta\varphi_к/2)$ раз ток $I_1/2$ при равномерном распределении. Однако даже при наибольшем возможном угле $\varphi_{к\beta} \approx 90°$ и наименьшем возможном угле $\varphi_{к\alpha} \approx 60°$ разница углов

составляет $\Delta\varphi_к = 90—60=30°$ и перегрузка трансформаторов из-за различия в углах $\varphi_к$ не превышает

$$1/\cos(\Delta\varphi_к/2) \leqslant 1/\cos(30°/2) = 1{,}03.$$

Поэтому с перегрузкой трансформаторов, связанной с различием в углах $\varphi_к$, можно не считаться и учитывать только различие в модулях сопротивлений короткого замыкания. Из (11-9) следует, что модули токов обратно пропорциональны модулям сопротивлений короткого замыкания

$$\frac{I_{1\alpha}}{I_{1\beta}} = \frac{Z_{к\beta}}{Z_{к\alpha}}.$$

После простых преобразований получаем:

$$\frac{I_{1\alpha}}{I_{1\beta}}\frac{U_{1н}}{U_{1н}} = \frac{Z_{к\beta}I_{1\beta н}}{U_{1н}}\frac{U_{1н}}{Z_{к\alpha}I_{1\alpha н}}\frac{I_{1\alpha н}U_{1н}}{I_{1\beta н}U_{1н}}.$$

Заметив, что

$$\frac{I_{1\alpha}U_{1н}}{I_{1\alpha н}U_{1н}} = \frac{S_\alpha}{S_{\alpha н}} = S_{*\alpha} = I_{*\alpha};$$

$$\frac{Z_{к\alpha}I_{1\alpha н}}{U_{1н}} = u_{к\alpha},$$

можно выяснить, что относительные нагрузки трансформаторов $S_{*\alpha}$ и $S_{*\beta}$ обратно пропорциональны напряжениям короткого замыкания $u_{к\alpha}$, $u_{к\beta}$:

$$\frac{S_{*\alpha}}{S_{*\beta}} = \frac{u_{к\beta}}{u_{к\alpha}}. \qquad (11\text{-}10)$$

Если $u_{к\beta} = u_{к\alpha}$, то параллельно включенные трансформаторы всегда относительно одинаково нагружены: $S_{*\alpha} = S_{*\beta}$. В этом случае они используются в максимально возможной мере (при номинальной нагрузке одного из них $S_{*\alpha} = 1$ второй также нагружен номинально $S_{*\beta} = 1$).

Если $u_{к\beta} \neq u_{к\alpha}$, например $u_{к\beta} > u_{к\alpha}$, то при номинальной нагрузке трансформатора α ($S_{*\alpha} = 1$) трансформатор β будет недогружен: $S_{*\beta} = \frac{u_{к\alpha}}{u_{к\beta}} S_{*\alpha} < 1$, и наоборот — при номинальной нагрузке трансформатора β ($S_{*\beta} = 1$) трансформатор α будет перегружен: $S_{*\alpha} = \frac{u_{к\beta}}{u_{к\alpha}} S_{*\beta} > 1$.

Поэтому параллельно включаемые трансформаторы должны иметь одинаковые относительные напряжения короткого замыкания (на практике допускается различие в напряжениях короткого замыкания до 10%).

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

НЕСИММЕТРИЧНАЯ НАГРУЗКА ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

12-1. ПРИЧИНЫ ПОЯВЛЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКИ

В предыдущих параграфах рассматривались процессы в трехфазных трансформаторах, присоединенных к сети с симметричными напряжениями и симметричной нагрузкой. Однако идеально симметричная нагрузка, при которой было бы желательно эксплуатировать трансформаторы, в электрических системах практически не встречается, и всегда имеются те или иные отклонения от симметрии. Эти отклонения возрастают с ростом мощности однофазных потребителей, питающихся от трехфазных сетей, и получаются особенно большими в аварийных несимметричных режимах, например при двухфазных и однофазных коротких замыканиях, отключении одной из фаз линии передачи и т. п.

Для оценки допустимых в эксплуатации отклонений от симметрии нужно располагать математическим описанием процессов в трансформаторе при несимметричной нагрузке.

В наиболее общем случае трансформатор может быть не только несимметрично нагружен вторичными линейными токами $\dot{I}_{a\text{л}}$, $\dot{I}_{b\text{л}}$, $\dot{I}_{c\text{л}}$, но и питаться от сети с несимметричными линейными напряжениями $\dot{U}_{AB}$, $\dot{U}_{BC}$, $\dot{U}_{CA}$. Для получения исчерпывающего представления о процессах в трансформаторе в несимметричном режиме нужно определить: фазные вторичные токи $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$, $\dot{I}_c$ (в случае соединения вторичной обмотки Δ), фазные и линейные первичные токи $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$, $\dot{I}_C$, $\dot{I}_{A\text{л}}$, $\dot{I}_{B\text{л}}$, $\dot{I}_{C\text{л}}$ (последние только в случае соединения первичной обмотки Δ); первичные фазные напряжения $\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$, $\dot{U}_C$ (при соединении первичной обмотки Y), вторичные фазные и линейные напряжения $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$, $\dot{U}_c$, $\dot{U}_{ab}$, $\dot{U}_{bc}$, $\dot{U}_{ca}$ (последние только при соединении вторичной обмотки Y).

Задачу определения этих величин удается решить методом симметричных составляющих, представляя токи, напряжения, магнитные потоки отдельных фаз в виде сумм соответствующих симметричных составляющих прямой, обратной и нулевой последовательностей. При этом следует иметь в виду, что явления в симметрично нагруженном трансформаторе не зависят от порядка чередования фаз питающей симметричной сети. Это означает, что сопротивления его обмоток для токов обратной последовательности не отличаются от соответствующих сопротивлений для токов прямой последовательности Z_1, Z_2, Z_0 (см. гл. 8) и лишь сопротивления для токов нулевой последовательности требуют специального определения.

12-2. ТРАНСФОРМАЦИЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ ТОКОВ

а) Соединение вторичной обмотки в звезду

При соединении вторичной обмотки в звезду заданные несимметричные линейные токи $\dot{I}_{a\text{л}}$, $\dot{I}_{b\text{л}}$, $\dot{I}_{c\text{л}}$ являются одновременно фазными

токами:

$$\dot{I}_a = \dot{I}_{a2}; \quad \dot{I}_b = \dot{I}_{b2}; \quad \dot{I}_c = \dot{I}_{c2}.$$

Фазные вторичные токи можно представить в виде сумм симметричных составляющих токов: токов прямой последовательности

$$\dot{I}_{a1} = (\dot{I}_a + \underline{a}\dot{I}_b + \underline{a}^2\dot{I}_c)/3; \quad \dot{I}_{b1} = \dot{I}_{a1}\underline{a}^2; \quad \dot{I}_{c1} = \dot{I}_{a1}\underline{a}; \qquad (12\text{-}1)$$

токов обратной последовательности

$$\dot{I}_{a2} = (\dot{I}_a + \underline{a}^2\dot{I}_b + \underline{a}\dot{I}_c)/3; \quad \dot{I}_{b2} = \dot{I}_{a2}\underline{a}; \quad \dot{I}_{c2} = \dot{I}_{a1}\underline{a}^2, \qquad (12\text{-}2)$$

где $\underline{a} = e^{j\cdot 2\pi/3}$, и токов нулевой последовательности

$$\dot{I}_{a0} = \dot{I}_{b0} = \dot{I}_{c0} = (\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c)/3. \qquad (12\text{-}3)$$

Разложение системы фазных токов на симметричные составляющие показано на рис. 12-1.

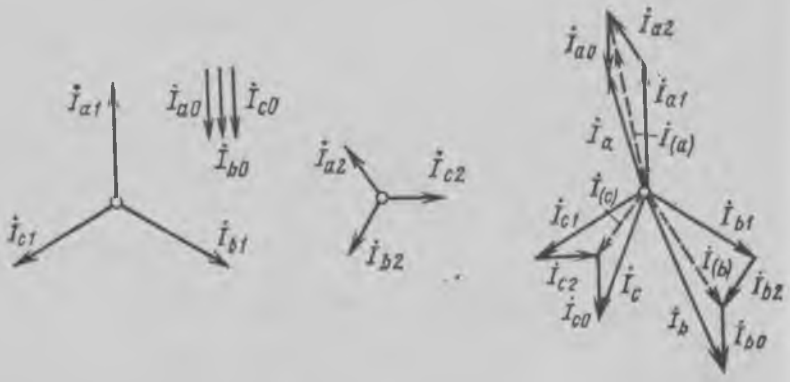


Рис. 12-1. Разложение несимметричной системы токов на симметричные составляющие.

В нулевом проводе обмотки, соединенной $Y_н$, протекает ток

$$\dot{I}_n = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 3\dot{I}_{a0}. \qquad (12\text{-}4)$$

Этот ток равен утроенному току нулевой последовательности.

Принимая допущение о линейности системы и пренебрегая намагничивающими токами по сравнению с токами нагрузки, можно рассмотреть трансформацию каждой из симметричных систем токов порознь.

Соотношение между первичными и вторичными токами прямой последовательности было получено в § 3-7, где было доказано, что при любых соединениях вторичной и первичной обмоток

$$\dot{I}_1 = -\dot{I}'_2 + \dot{I}_0 \approx -\dot{I}'_2.$$

Это уравнение может быть записано для каждой из трех фаз в принятых для несимметричной нагрузки обозначениях:

$$\dot{I}_{A1} = -\dot{I}'_{a1}; \quad \dot{I}_{B1} = -\dot{I}'_{b1}; \quad \dot{I}_{C1} = -\dot{I}'_{c1}, \qquad (12\text{-}5)$$

где $\dot{I}'_{a1}$, $\dot{I}'_{b1}$, $\dot{I}'_{c1}$ — приведенные к первичной обмотке вторичные токи [1].

Поскольку порядок чередования фаз в трансформаторе не имеет значения, соотношения между вторичными и первичными токами обратной последовательности будут такими же:

$$\dot{I}_{A2} = -\dot{I}'_{a2};\ \dot{I}_{B2} = -\dot{I}'_{b2};\ \dot{I}_{C2} = -\dot{I}'_{c2}. \qquad (12\text{-}6)$$

Это же соотношение может быть распространено и на токи нулевой последовательности в тех случаях, когда они могут протекать по первичной обмотке, т. е. при соединении первичной обмотки звездой с нулевым проводом $Y_н$ или Δ:

$$\dot{I}_{A0} = -\dot{I}'_{a0} = \dot{I}_{B0} = -\dot{I}'_{b0} = \dot{I}_{C0} = -\dot{I}'_{c0}. \qquad (12\text{-}7)$$

Таким образом, при соединении первичной обмотки $Y_н$ *или* Δ *ее фазные токи оказываются равными соответствующим вторичным фазным токам:*

$$\left.\begin{aligned} &\dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} + \dot{I}_{A0} = -(\dot{I}'_{a1} + \dot{I}'_{a2} + \dot{I}'_{a0}) = -\dot{I}'_a; \\ &\dot{I}_B = -\dot{I}'_b;\ \dot{I}_C = -\dot{I}'_c. \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}8)$$

Линейные токи при соединении первичной обмотки $Y_н$ не отличаются от фазных:

$$\dot{I}_{Aл} = \dot{I}_A;\ \dot{I}_{Bл} = \dot{I}_B;\ \dot{I}_{Cл} = \dot{I}_C;$$

ток в ее нулевом проводе

$$\dot{I}_N = 3\dot{I}_{A0} = -3\dot{I}'_{a0} = -\dot{I}'_n$$

равен приведенному току в нулевом проводе вторичной стороны.

Линейные токи при соединении первичной обмотки треугольником не содержат токов нулевой последовательности

$$\begin{aligned} \dot{I}_{Aл} &= \dot{I}_A - \dot{I}_B = (\dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} + \dot{I}_{A0}) - (\dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} + \dot{I}_{B0}) = \\ &= (\dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2}) - (\dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2}) = -(\dot{I}'_{a1} + \dot{I}'_{a2}) + (\dot{I}'_{b1} + \dot{I}'_{b2}). \end{aligned} \qquad (12\text{-}9)$$

Ток нулевой последовательности I_{A0} замыкается в контуре треугольника и не попадает в линейные провода (рис. 12-2).

При соединении первичной обмотки в звезду нулевой провод, по которому могут протекать токи нулевой последовательности, отсутствует. Поэтому токи нулевой последовательности в первичную обмотку не трансформируются

$$\dot{I}_{A0} = \frac{1}{3}(\dot{I}_N) = (\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C)/3 = 0,$$

по фазам этой обмотки протекают только токи прямой и обратной последовательностей:

$$\left.\begin{aligned} &\dot{I}_A = \dot{I}_{(A)} = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} = -\dot{I}'_{a1} - \dot{I}'_{a2} = -\dot{I}'_{(a)} = -(\dot{I}'_a - \dot{I}'_{a0}); \\ &\dot{I}_B = \dot{I}_{(B)} = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} = -\dot{I}'_{b1} - \dot{I}'_{b2} = -\dot{I}'_{(b)} = -(\dot{I}'_b - \dot{I}'_{a0}). \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}10)$$

[1] Уравнение (12-4) и другие уравнения параграфа записаны для групп соединений, в которых одноименно обозначенные фазные обмотки (*A* и *a*, *B* и *b*, *C* и *c*) располагаются на одних и тех же стержнях.

Из приведенного рассмотрения следует, что при всех соединениях токи прямой и обратной последовательностей трансформируются одинаковым образом. Поэтому имеет смысл выделить из полного тока

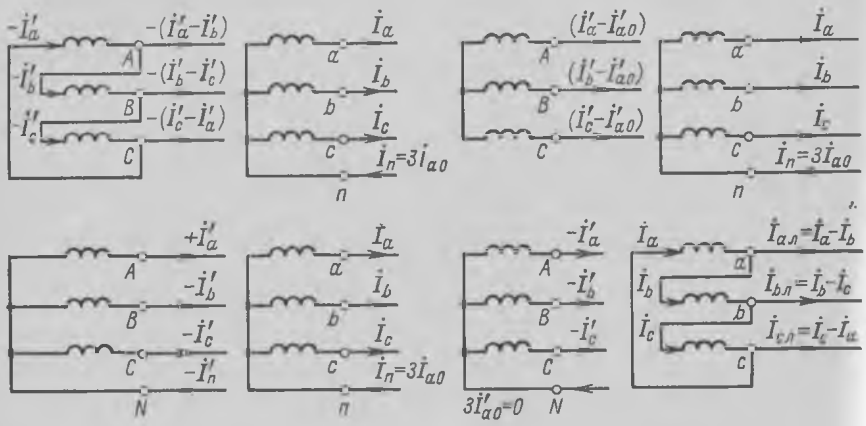


Рис. 12-2. Трансформация несимметричных токов при различных схемах соединения.

фазы только ток нулевой последовательности, а токи прямой и обратной последовательностей рассматривать совместно:

$$\dot{I}_a=\dot{I}_{(a)}+\dot{I}_{a(0)},$$

где $\dot{I}_{(a)}=\dot{I}_{a1}+\dot{I}_{a2}$ — ток прямой и обратной последовательностей фазы a, показанный на рис. 12-1 пунктиром.

б) Соединение вторичной обмотки в треугольник

При соединении вторичной обмотки в треугольник сумма заданных линейных токов всегда равна нулю $\dot{I}_{a\pi}+\dot{I}_{b\pi}+\dot{I}_{c\pi}=0$. Поскольку линейные токи представляют собой разность фазных токов

$$\dot{I}_{a\pi}=\dot{I}_a-\dot{I}_b;\ \dot{I}_{b\pi}=\dot{I}_b-\dot{I}_c;\ \dot{I}_{c\pi}=\dot{I}_c=\dot{I}_a, \qquad (12\text{-}11)$$

а фазные токи не содержат токов нулевой последовательности и равны в сумме нулю

$$\dot{I}_a+\dot{I}_b+\dot{I}_c=3\dot{I}_{a0}=0, \qquad (12\text{-}12)$$

можно выразить фазные токи через линейные:

$$\dot{I}_a=\frac{\dot{I}_{a\pi}-\dot{I}_{c\pi}}{3};\ \dot{I}_b=\frac{\dot{I}_{b\pi}-\dot{I}_{a\pi}}{3};\ \dot{I}_c=\frac{\dot{I}_{c\pi}-\dot{I}_{b\pi}}{3}. \qquad (12\text{-}13)$$

Графически фазные токи определяются «центром тяжести» треугольника линейных токов, расположенным в точке пересечения его медиан. В этом легко убедиться, вспомнив, что точка пересечения медиан находится от вершин на расстояниях, равных 2/3 медиан (рис. 12-3).

Поскольку *вторичные фазные токи* не содержат токов нулевой последовательности, они *полностью трансформируются в первичную обмотку независимо от способа ее соединения* (рис. 12-2):

$$\dot{I}_A = -\dot{I}'_a,\ \dot{I}_B = -\dot{I}'_b,\ \dot{I}_C = -\dot{I}'_c.$$

При соединении первичной обмотки в звезду с нулевым проводом ток $\dot{I}_N = 3\dot{I}_{A0} = -3\dot{I}'_{a0} = 0$.

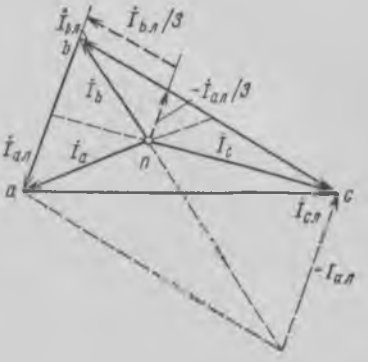


Рис. 12-3. Определение фазных токов обмотки, соединенной в треугольник.

12-3. МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ЭДС ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Магнитное поле при несимметричной нагрузке можно в линейном приближении представить в виде суммы полей, образованных токами прямой, обратной и нулевой последовательностей (рис. 12-4).

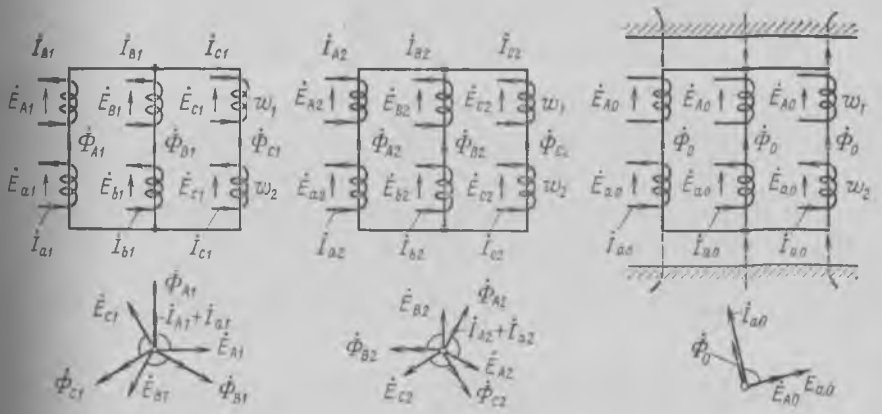


Рис. 12-4. Симметричные составляющие магнитных потоков и ЭДС при несимметричной нагрузке.

Токи прямой последовательности в первичной ($\dot{I}_{A1}$, $\dot{I}_{B1}$, $\dot{I}_{C1}$) и вторичной ($\dot{I}_{a1}$, $\dot{I}_{b1}$, $\dot{I}_{c1}$) обмотках уравновешивают друг друга не полностью. За счет нескомпенсированных частей первичных токов прямой последовательности, представляющих собой намагничивающие токи $\dot{I}_{A1} + \dot{I}'_{a1}$, $\dot{I}_{B1} + \dot{I}'_{b1}$, $\dot{I}_{C1} + \dot{I}_{c1}$, образуется симметричная система потоков прямой последовательности $\dot{\Phi}_{A1}$, $\dot{\Phi}_{B1}$, $\dot{\Phi}_{C1}$ (рис. 12-4).

Эта система потоков обладает всеми свойствами потоков в симметрично нагруженных трехфазных трансформаторах (см. § 4-1).

Особенно существенно, что сумма этих потоков равна нулю

$$\dot{\Phi}_{A1} + \dot{\Phi}_{B1} + \dot{\Phi}_{C1} = 0$$

и, следовательно, они могут свободно замыкаться в магнитопроводе любого типа.

То же самое можно сказать и о системах токов обратной последовательности в первичной (I_{A2}, I_{B2}, I_{C2}) и вторичной (I_{a2}, I_{b2}, I_{c2}) обмотках. Эти токи также не полностью уравновешивают друг друга и образуют симметричную систему потоков обратной последовательности $\dot{\Phi}_{A2} + \dot{\Phi}_{B2} + \dot{\Phi}_{C2} = 0$ (рис. 12-4).

Наоборот, потоки нулевой последовательности, образованные токами нулевой последовательности, и их пути замыкания существенно зависят от схемы соединения обмоток и типа магнитопровода.

Как уже было разъяснено в § 7-3, при анализе процессов намагничивания магнитопроводов потоки нулевой последовательности замыкаются в пределах магнитопроводов только в трансформаторах бронестержневого типа и в трехфазной группе однофазных трансформаторов. В стержневом трансформаторе (рис. 12-4) совпадающие по фазе потоки нулевой последовательности

$$\dot{\Phi}_{A0} = \dot{\Phi}_{B0} = \dot{\Phi}_{C0} = \dot{\Phi}_0$$

выходят из стержней за пределы магнитопровода и замыкаются через немагнитные промежутки, стенки бака и ферромагнитные конструктивные части.

Из-за большого сопротивления немагнитных промежутков потоки нулевой последовательности в стержневом трансформаторе значительно меньше, чем в бронестержневом или групповом (при той же МДС $\dot{I}_{a0}w_2$).

Потоки нулевой последовательности получаются особенно большими, когда токи нулевой последовательности, протекающие по вторичной обмотке, соединенной в звезду с нулевым проводом, не уравновешиваются токами в первичной обмотке, например в случае соединения последней в звезду без нулевого провода (рис. 12-4).

Как и в случае с токами потоки прямой и обратной последовательностей имеет смысл рассматривать совместно, выделяя из фазных потоков только потоки нулевой последовательности:

$$\dot{\Phi}_A = \dot{\Phi}_{(A)} + \dot{\Phi}_0;\ \dot{\Phi}_B = \dot{\Phi}_{(B)} + \dot{\Phi}_0;\ \dot{\Phi}_C = \dot{\Phi}_{(C)} + \dot{\Phi}_0,$$

где $\dot{\Phi}_{(A)} = \dot{\Phi}_{A1} + \dot{\Phi}_{A2}$, $\dot{\Phi}_{(B)} = \dot{\Phi}_{B1} + \dot{\Phi}_{B2}$, $\dot{\Phi}_{(C)} = \dot{\Phi}_{C1} + \dot{\Phi}_{C2}$ — суммарные потоки прямой и обратной последовательностей фаз.

Изменяющиеся гармонически потоки прямой и обратной последовательностей индуктируют в фазах первичной обмотки ЭДС взаимной индукции прямой и обратной по-

следовательностей [см. (3-7)]:

$$\left.\begin{aligned}\dot{E}_{(A)} &= \dot{E}_{A1} + \dot{E}_{A2} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \dot{\Phi}_{(A)} = \dot{E}'_{(a)};\\ \dot{E}_{(B)} &= \dot{E}_{B1} + \dot{E}_{B2} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \dot{\Phi}_{(B)} = \dot{E}'_{(b)},\end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}14)$$

где $\dot{E}'_{(a)} = \dot{E}_{(a)} w_1/w_2$ — приведенная ЭДС взаимной индукции прямой и обратной последовательностей фазы a.

Изменяющиеся гармонически потоки нулевой последовательности индуктируют в фазах первичной обмотки ЭДС взаимной индукции нулевой последовательности (рис. 12-4):

$$\dot{E}_{A0} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \dot{\Phi}_0 = \dot{E}'_{a0}, \qquad (12\text{-}15)$$

где $\dot{E}'_{a0} = \dot{E}_{a0} w_1/w_2$ — приведенная э. д. с. взаимной индукции нулевой последовательности вторичной обмотки.

Электродвижущая сила взаимной индукции нулевой последовательности может быть выражена через токи нулевой последовательности $\dot{I}_{a0}$, возбуждающие потоки нулевой последовательности $\dot{\Phi}_0$ (поток нулевой последовательности необходимо учитывать отдельно только в случае соединения первичной обмотки в звезду, когда в ней нет тока нулевой последовательности, как на рис. 12-4)

$$\dot{E}_{A0} = -\underline{Z}'_{00}\dot{I}'_{a0}, \qquad (12\text{-}16)$$

где $\underline{Z}'_{00} = R'_{00} + jX_{00}$ — сопротивление взаимной индукции для токов нулевой последовательности;

$X'_{00} = \omega w_1^2 \Lambda_{00}$ — индуктивное сопротивление взаимной индукции нулевой последовательности, пропорциональное магнитной проводимости для потока нулевой последовательности;

R'_{00} — активная составляющая сопротивления взаимной индукции, определяющаяся магнитными потерями в ферромагнитных конструктивных частях от гармонически изменяющихся полей нулевой последовательности.

Поскольку ток $\dot{I}_{a0}$ является «намагничивающим» током для потоков нулевой последовательности, (12-16) записано по аналогии с (3-7), выражающим связь между намагничивающим током $\dot{I}_0$ и ЭДС $\dot{E}_1$.

12-4. ИСКАЖЕНИЕ СИММЕТРИИ ПЕРВИЧНЫХ ФАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Уравнения первичных фазных напряжений для отдельных фаз записываются при несимметричной нагрузке по аналогии с уравнениями при симметричной нагрузке (3-13). Вместо ЭДС взаимной индукции $\dot{E}_1$ в уравнения вводятся ЭДС взаимной индукции фаз,

складывающиеся из ЭДС прямой и обратной последовательностей и ЭДС нулевой последовательности $\dot{E}_{A0} = \dot{E}_{B0} = \dot{E}_{C0}$:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_A &= -\dot{E}_{(A)} - \dot{E}_{A0} + \underline{Z}_1 \dot{I}_A; \\ \dot{U}_B &= -\dot{E}_{(B)} - \dot{E}_{A0} + \underline{Z}_1 \dot{I}_B; \\ \dot{U}_C &= -\dot{E}_{(C)} - \dot{E}_{A0} + \underline{Z}_1 \dot{I}_C. \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}17)$$

Заданными являются первичные линейные напряжения $\dot{U}_{AB}$, $\dot{U}_{BC}$, $\dot{U}_{CA}$, которые в общем случае несимметричны.

При соединении первичной обмотки в треугольник первичные фазные напряжения совпадают с заданными линейными и не нуждаются в определении. Кроме того, ток нулевой последовательности I_{A0} в контуре треугольника уравновешивает вторичные токи нулевой последовательности и ЭДС $\dot{E}_{A0}$ в (12-17) исчезает ($\dot{E}_{A0} = 0$).

При симметричных линейных напряжениях фазные напряжения первичной обмотки, соединенной в треугольник, также симметричны.

В случае соединения первичной обмотки в звезду без нейтрального провода первичные фазные напряжения должны соответствовать заданным линейным напряжениям

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_B - \dot{U}_A; \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_C - \dot{U}_B. \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}18)$$

Кроме того, сложив правые и левые части (12-17) и имея в виду, что суммы ЭДС и токов, не содержащих токов нулевой последовательности, равны нулю

$$\dot{E}_{(A)} + \dot{E}_{(B)} + \dot{E}_{(C)} = (\dot{E}_{A1} + \dot{E}_{B1} + \dot{E}_{C1}) + (\dot{E}_{A2} + \dot{E}_{B2} + \dot{E}_{C2}) = 0$$
$$\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = (\dot{I}_{A1} + \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{C1}) + (\dot{I}_{A2} + \dot{I}_{B2} + \dot{I}_{C2}) = 0,$$

получим важное уравнение

$$\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C = -3\dot{E}_{A0} = 3\dot{I}'_{a0}\underline{Z}'_{00}. \qquad (12\text{-}19)$$

Вычитая из первого (12-18) второе и учитывая (12-19), находим:

$$\dot{U}_{AB} - \dot{U}_{BC} = -(\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C) + 3\dot{U}_B = 3(\dot{E}_{A0} + \dot{U}_B)$$
$$\dot{U}_B = \frac{\dot{U}_{AB} - \dot{U}_{BC}}{3} - \dot{E}_{A0} = \dot{U}_{(B)} - \dot{E}_{A0}$$

и по аналогии

$$\dot{U}_C = \frac{\dot{U}_{BC} - \dot{U}_{CA}}{3} - \dot{E}_{A0} = \dot{U}_{(C)} - \dot{E}_{A0} \text{ и т. д.} \qquad (12\text{-}20)$$

Здесь $\dot{U}_{(B)}$ и $\dot{U}_{(C)}$ — фазные напряжения при отсутствии тока нулевой последовательности во вторичной обмотке, т. е. при $\dot{I}_{a0} = 0$ и $\dot{E}_{A0} = -\underline{Z}_{00}\dot{I}'_{a0} = 0$.

Как видно из рис. 12-5, фазные напряжения $\dot{U}_{(A)}$, $\dot{U}_{(B)}$, $\dot{U}_{(C)}$ направлены из центра тяжести треугольника линейных напряжений N к его вершинам [ср. с (12-13) и рис. 12-3 для фазных токов].

При симметричных линейных напряжениях $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_{BC} = \dot{U}_{CA}$ и отсутствии тока нулевой последовательности во вторичной обмотке $\dot{I}_{a0} = 0$, первичные фазные напряжения также симметричны:

$$U_{(A)} = U_{(B)} = U_{(C)} = U_A = U_B = U_C.$$

Появление токов нулевой последовательности ($I_{a0} \neq 0$) приводит к смещению центра тяжести треугольника на расстояние $\dot{E}_0$ (из положения N в положение N_0) и искажению симметрии фазных напряжений. В этом случае даже при симметричных первичных линейных напряжениях фазные напряжения получаются несимметричными $U_A \neq U_B \neq U_C$.

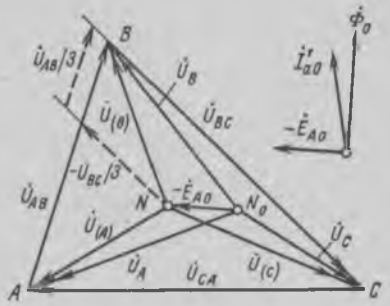


Рис. 12-5. Диаграмма первичных напряжений при несимметричной нагрузке.

Первичные фазные напряжения искажаются значительно слабее в стержневых трансформаторах, поскольку в них магнитное сопротивление для потоков нулевой последовательности много больше, чем в бронестержневых или групповых трансформаторах.

Из (12-20) следует, что несимметрия фазных напряжений может появиться также вследствие искажения симметрии линейных напряжений даже при отсутствии токов нулевой последовательности. С точки зрения симметрии фазных напряжений предпочтительно соединение первичной обмотки в треугольник, так как в последнем при симметричных линейных напряжениях фазные напряжения не искажаются даже в том случае, когда во вторичной обмотке имеется ток нулевой последовательности.

12-5. ИСКАЖЕНИЕ СИММЕТРИИ ВТОРИЧНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКЕ

Уравнения для вторичных фазных напряжений могут быть записаны по аналогии с (3-19) при симметричной нагрузке. Вместо приведенной ЭДС взаимной индукции $\dot{E}'_2 = \dot{E}_1$ в уравнения вводятся ЭДС $\dot{E}'_{(a)} = \dot{E}_{(A)}$ или ($\dot{E}_{(B)}$, $\dot{E}_{(C)}$) и ЭДС $\dot{E}'_{a0} = \dot{E}_{A0}$:

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}'_a &= -\dot{E}_{(A)} - \dot{E}_{A0} + Z'_2\dot{I}'_a \\ -\dot{U}'_b &= -\dot{E}_{(B)} - \dot{E}_{A0} + Z'_2\dot{I}'_b \ldots \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}21)$$

Исключая из этих уравнений ЭДС с помощью (12-17), можно выразить вторичные фазные напряжения непосредственно через

первичные фазные напряжения:

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}'_a &= \dot{U}_A - \underline{Z}_1\dot{I}_A + \underline{Z}'_2\dot{I}'_a; \\ -\dot{U}'_b &= U_B - \underline{Z}_1\dot{I}_B + \underline{Z}'_2\dot{I}'_b \text{ и т. д.} \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}22)$$

В этой общей записи система (12-22) одинаково пригодна для любых схем соединений первичной и вторичной обмоток.

При соединении первичной обмотки в треугольник и вторичной в звезду с нейтральным проводом, когда вторичный ток нулевой последовательности $\dot{I}_{a0}$ уравновешен в магнитном отношении первичным током нулевой последовательности $\dot{I}_{A0}$, замыкающимся по контуру треугольника, поток нулевой последовательности отсутствует $\dot{\Phi}_0 = 0$, а первичные токи равны приведенным вторичным:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} + \dot{I}_{A0} = -\dot{I}'_{a1} - \dot{I}'_{a2} - \dot{I}'_{a0} = -\dot{I}'_a, \quad \dot{I}_B = -\dot{I}'_b, \quad \dot{I}_C = -\dot{I}'_c.$$

В этом случае приведенное вторичное фазное напряжение отличается от первичного на сравнительно небольшое падение напряжения на сопротивлении короткого замыкания (так же как в симметричном режиме):

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}'_a &= \dot{U}_A + \underline{Z}_к\dot{I}'_a; \\ -\dot{U}'_b &= \dot{U}_B + \underline{Z}_к\dot{I}'_b, \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}23)$$

где $\underline{Z}_к = \underline{Z}_1 + \underline{Z}'_2$ — сопротивление короткого замыкания.

Поскольку при заданных симметричных первичных линейных напряжениях фазные первичные напряжения также симметричны, искажение симметрии вторичных фазных напряжений из-за несимметрии токов получается сравнительно небольшим.

Уравнениями (12-23) можно воспользоваться для определения вторичных напряжений и в случае соединения первичной обмотки в звезду, а вторичной — в треугольник Y/Δ, когда (см. выше) вторичные, а также первичные токи не содержат токов нулевой последовательности ($I_{A0} = I_{a0} = 0$).

В этом случае первичные и вторичные токи также уравновешивают друг друга

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} = -\dot{I}'_{a1} - \dot{I}'_{a2} = -\dot{I}'_a, \quad \dot{I}_B = -\dot{I}'_b, \quad \dot{I}_C = -\dot{I}'_c,$$

а поток и ЭДС нулевой последовательности равны нулю ($\Phi_0 = 0$, $E_0 = 0$). Поэтому [см. (12-20)] фазные первичные напряжения определяются центром тяжести треугольника линейных напряжений

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{(A)}, \quad \dot{U}_B = \dot{U}_{(B)}, \quad \dot{U}_C = \dot{U}_{(C)}$$

и при симметричных линейных напряжениях получаются симметричными, а (12-22) превращаются в (12-23).

Значительно большие искажения фазных вторичных и первичных напряжений могут быть вызваны токами нулевой последователь-

ности $\dot{I}_{a0}$ при соединении первичной обмотки в звезду, а вторичной в звезду с нулевым проводом, когда ток нулевой последовательности в первичной обмотке отсутствует [см. (12-10)]:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{(A)} = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2} = -\dot{I}'_{a1} - \dot{I}'_{a2} = -\dot{I}'_{(a)};$$
$$\dot{I}'_a = \dot{I}'_{a1} + \dot{I}'_{a2} + \dot{I}'_{a0} = \dot{I}'_{(a)} + \dot{I}'_{a0}.$$

С учетом (12-10) и (12-20) уравнения (12-22) приобретают вид

$$\left.\begin{aligned} -\dot{U}'_a &= (\dot{U}_{(A)} + \dot{I}'_{a1}\underline{Z}_к) + \dot{I}'_{a2}\underline{Z}_к + \dot{I}'_{a0}\underline{Z}'_n \\ -\dot{U}'_b &= (\dot{U}_{(B)} + \dot{I}'_{b1}\underline{Z}_к) + \dot{I}'_{b2}\underline{Z}_к + \dot{I}'_{a0}\underline{Z}'_n \ldots, \end{aligned}\right\} \qquad (12\text{-}24)$$

где $\underline{Z}'_n = \underline{Z}'_{00} + \underline{Z}'_2$ — сопротивление нулевой последовательности вторичной обмотки, приведенное к первичной обмотке.

При симметричных первичных линейных напряжениях напряжения $\dot{U}_{(A)}$, $\dot{U}_{(B)}$, $\dot{U}_{(C)}$ также симметричны и искажение симметрии связано с падениями напряжений от токов обратной последовательности ($\dot{I}'_{a2}\underline{Z}_к$, $\dot{I}'_{b2}\underline{Z}_к$, $\dot{I}'_{c2}\underline{Z}_к$), и токов нулевой последовательности $\dot{I}'_{a0}\underline{Z}'_n$.

Как видно из рис. 12-6, падения напряжений от токов прямой последовательности ($\dot{I}'_{a1}\underline{Z}_к$, $\dot{I}'_{b1}\underline{Z}_к$, $\dot{I}_{c1}\underline{Z}_к$) не приводят к искажению симметрии напряжений.

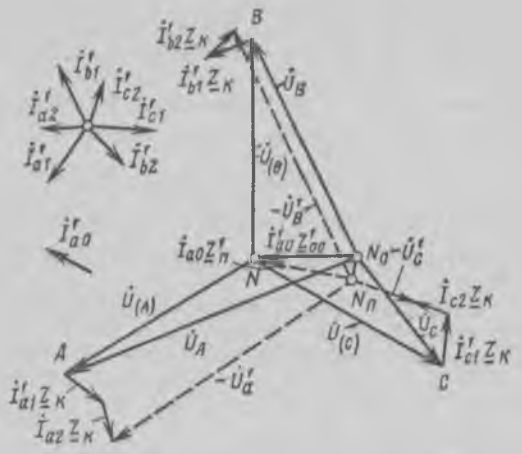


Рис. 12-6. Диаграмма трансформатора, соединенного по схеме $Y/Y_н$ при несимметричной нагрузке (первичные линейные напряжения симметричны).

Однако следует отметить, что даже в стержневом трансформаторе, у которого сопротивление нулевой последовательности $Z'_{*n} = 0{,}3 \div 1{,}0$ относительно невелико и всего в несколько раз больше сопротивления короткого замыкания $Z_{*к} = 0{,}05 \div 0{,}13$, искажение фазных напряжений получается значительно большим от токов нулевой последовательности, чем от таких же токов обратной последовательности. Особенно велико влияние токов нулевой последовательности в бронестержневом или групповом трансформаторе, соединенном по схеме $Y/Y_н$, поскольку в нем потоки нулевой последовательности замыкаются в магнитопроводе так же, как потоки прямой последовательности. В таких трансформаторах $Z'_{*n} = Z_{*0} = 10 \div 100$ и даже малые токи нулевой последовательности вызывают недопустимые искажения фазных напряжений. По этой причине схему соединения $Y/Y_н$ применять в бронестержневых и груп-

повых трансформаторах не рекомендуется. В стержневых трансформаторах с этой схемой соединения обмоток должны быть наложены ограничения на ток нулевой последовательности.

Вычитая второе (12-24) из первого, можно заметить, что искажение вторичных линейных напряжений связано только с токами обратной последовательности

$$\dot{U}_{ab}=\dot{U}_b-\dot{U}_a=\dot{U}_{(A)}-\dot{U}_{(B)}+(\dot{I}'_{a1}-\dot{I}'_{b1})\,\underline{Z}_к+(\dot{I}'_{a2}-\dot{I}'_{b2})\,\underline{Z}_к$$

и т. д.

Для уменьшения искажения фазных напряжений от токов нулевой последовательности в бронестержневых, групповых и в крупных стержневых трансформаторах, соединенных по схеме $Y/Y_н$, применяется дополнительная «компенсационная» обмотка, соединенная в треугольник Δ. Индуктируемые в контуре треугольника токи нулевой последовательности демпфируют потоки нулевой последовательности, что существенно уменьшает искажение фазных напряжений в основных обмотках. Обмотку, соединенную треугольником, иногда используют как третью обмотку трансформатора и присоединяют к сети. В этом случае обмотка, соединенная треугольником, рассчитывается не только на компенсацию токов нулевой последовательности, но и на трансформацию части мощности в сеть, к которой она присоединена.

12-6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ

Для экспериментального определения сопротивления вторичной обмотки для токов нулевой последовательности в ее фазах искусственно воспроизводится система совпадающих по фазе токов — токов нулевой последовательности $I_{a0}=I$.

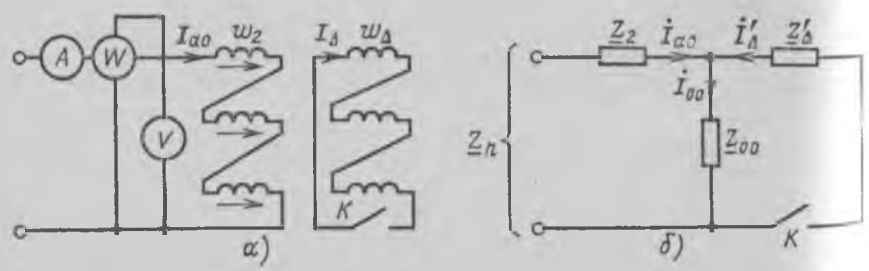


Рис. 12-7. Экспериментальное определение сопротивления нулевой последовательности,

а — схема опыта; *б* — схема замещения для тока нулевой последовательности.

Наиболее просто такая система токов может быть получена при последовательном соединении фаз вторичной обмотки в «открытый треугольник» (рис. 12-7, *а*).

Измерив напряжение, ток и активную мощность с помощью приборов, показанных на схеме, можно определить сопротивления фазы токам нулевой последовательности

$$Z_n=U/3I;\qquad R_n=P/3I^2;\qquad X_n=\sqrt{Z_n^2-R_n^2}.$$

Реактивная составляющая сопротивления нулевой последовательности X_n складывается из индуктивного сопротивления взаимной индукции нулевой последовательности X_{00} и индуктивного сопротивления рассеяния вторичной обмотки X_2:

$$X_n=X_{00}+X_2=\omega\Lambda_{00}\omega_2^2+\omega\Lambda_{\sigma 2}\omega_2^2,$$

где Λ_{00}, $\Lambda_{\sigma 2}$ — магнитные проводимости для потокосцеплений взаимной индукции нулевой последовательности и потокосцеплений рассеяния.

Активная составляющая сопротивления нулевой последовательности R_n складывается из активного сопротивления взаимной индукции R_{00} и активного сопротивления вторичной обмотки:

$$R_n=R_{00}+R_2.$$

Если в трансформаторе кроме обмоток, соединенных по схеме $Y/Y_н$, имеется еще и обмотка, соединенная в Δ, то по отношению к ЭДС нулевой последовательности ее можно считать замкнутой накоротко. Появляющийся в ее контуре ток нулевой последовательности I_Δ в значительной мере уменьшает потоки и сопротивление нулевой последовательности (рис. 12-7, *а*).

В этом случае для определения сопротивления нулевой последовательности ключ K должен быть замкнут (рис. 12-7, *б*).

При разомкнутом контуре треугольника сопротивление нулевой последовательности вторичной обмотки (см. схему замещения) равно $\underline{Z}_n=\underline{Z}_2+\underline{Z}_{00}$, при замкнутом контуре треугольника оно существенно уменьшается:

$$\underline{Z}_{n\Delta}=\underline{Z}_2+\frac{\underline{Z}'_\Delta\underline{Z}_{00}}{\underline{Z}'_\Delta+\underline{Z}_{00}}\approx\underline{Z}_2+\underline{Z}'_\Delta\ll\underline{Z}_n,$$

так как $\underline{Z}'_\Delta\ll\underline{Z}_{00}$.

12-7. ОДНОФАЗНЫЕ И ДВУХФАЗНЫЕ НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ

Однофазная нагрузка при соединениях $Y/Y_н$ или $Y/\Delta/Y_н$ (рис. 12-8, *а*). Заданы первичные линейные напряжения $U_{AB}=U_{BC}=U_{CA}=U_{1л}$ и сопротивление нагрузки Z.

По фазе *a* протекает ток I_a, замыкающийся через сопротивление Z, токи в остальных фазах вторичной обмотки отсутствуют:

$$I_b=I_c=0.$$

Ток нулевой последовательности

$$I_{a0}=(I_a+I_b+I_c)/3=I_a/3.$$

Сумма токов прямой и обратной последовательностей в фазе *a*

$$I_{(a)}=I_{a1}+I_{a2}=I_a-I_{a0}=2I_a/3.$$

Токи в первичной обмотке [см. (12-10)]

$$I_A=-I'^*_{(a)}=-2I'_a/3;\qquad I_B=-I'^*_{(b)}=I'^*_b-I'_{a0}=-I'_a/3=I_C.$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки Z и на фазе *a* [см. (12-24)]

$$-\dot{U}'_a=\dot{U}_A+(\dot{I}'_{a1}+\dot{I}'_{a2})\,\underline{Z}_к+\dot{I}'_{a0}\underline{Z}'_н=-\underline{Z}'\dot{I}'_a,$$

где $U_\Delta=U_л/3$.

Учитывая соотношения между токами, найдем ток нагрузки

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}'_a&=\frac{-3\dot{U}_A}{2\underline{Z}_к+\underline{Z}'_н+3\underline{Z}'}\\ \text{или}\qquad I'_a&=\frac{\sqrt{3}\,U_л}{\left|2\underline{Z}_к+\underline{Z}'_н+3\underline{Z}'\right|}.\end{aligned}\right\}\qquad(12\text{-}25)$$

Приняв в (12-25) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока однофазного короткого замыкания.

Однофазная нагрузка при соединении $\Delta/Y_н$ (рис. 12-8, *б*). Заданы первичные линейные напряжения, совпадающие с фазными, $U_A = U_{CA} = U_B = U_{AB} = U_C = U_{BC} = U_л$ и сопротивление нагрузки Z.

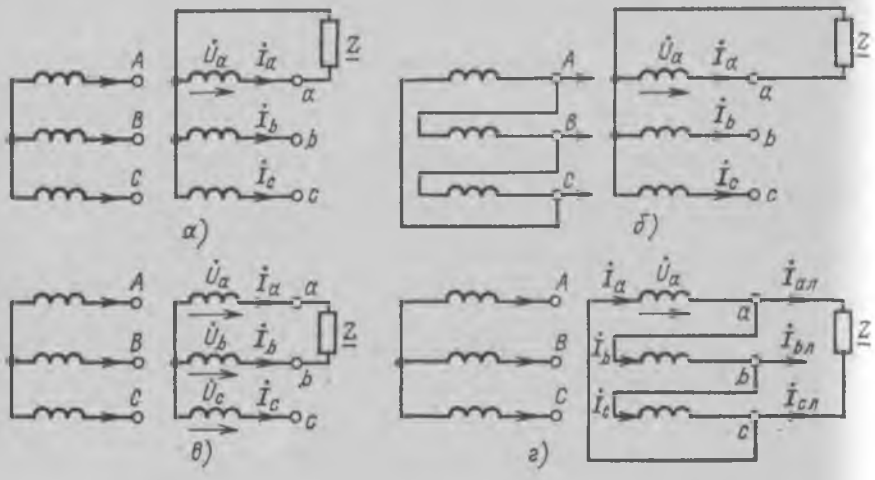


Рис. 12-8. Однофазные и двухфазные нагрузки при различных схемах соединения.

Токи в первичной обмотке определяются по (12-10):

$$\dot{I}_A = -\dot{I}'_a, \quad \dot{I}_B = \dot{I}_C = 0.$$

Напряжение на сопротивлении нагрузки равно напряжению на фазе a [см. (12-23)]:

$$-\dot{U}'_a = \dot{U}_A + \underline{Z}_к \dot{I}'_a = -\underline{Z}' \dot{I}'_a.$$

Ток нагрузки

$$\dot{I}'_a = \frac{\dot{U}_A}{\underline{Z}_к + \underline{Z}'} \quad \text{или} \quad I'_a = \frac{U_{1л}}{|\underline{Z}_к + \underline{Z}'|}. \tag{12-26}$$

Приняв в (12-26) сопротивление $\underline{Z}' = 0$, получим формулу для тока однофазного короткого замыкания (в данном случае этот ток не отличается от тока при симметричном трехфазном коротком замыкании).

Двухфазная нагрузка при соединении Y/Y (рис. 12-8, *в*). Заданы первичные линейные напряжения $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_л$ и сопротивление нагрузки Z. По фазам a и b протекает ток нагрузки $\dot{I}_b = -\dot{I}_a$, ток в фазе c отсутствует, $I_c = 0$. Первичные фазные токи по (12-10) $\dot{I}_A = -\dot{I}'_a = \dot{I}'_b$; $\dot{I}_B = -\dot{I}'_b$, $\dot{I}_C = 0$.

Напряжение на сопротивлении нагрузки равно линейному напряжению U_{ab} (12-23):

$$\dot{U}'_{ab} = \dot{U}'_b - \dot{U}'_a = \dot{U}_A - \dot{U}_B + \underline{Z}_к (\dot{I}'_a - \dot{I}'_b) = \underline{Z} \dot{I}'_b.$$

Ток нагрузки

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}'_b &= \frac{\dot{U}_A - \dot{U}_B}{2\underline{Z}_к + \underline{Z}'} = \frac{-\dot{U}_{AB}}{2\underline{Z}_к + \underline{Z}'}, \\ \text{или} \quad I'_b &= \frac{U_{1л}}{|2\underline{Z}_к + \underline{Z}'|}. \end{aligned}\right\} \tag{12-27}$$

Приняв в (12-27) сопротивление $Z' = 0$, получим формулу для тока двухфазного короткого замыкания.

Двухфазная нагрузка при соединении Δ/Y. Если первичная обмотка соединена в треугольник и схема нагрузки вторичной обмотки соответствует рис. 12-8, *в*, для определения комплекса тока нагрузки применимо (12-27).

Учитывая, что в обмотке, соединенной треугольником, $U_A = U_B = U_{1л}$ и $|\dot{U}_A - \dot{U}_B| = \sqrt{3}\,U_{1л}$, найдем модуль тока нагрузки

$$I'_b = \frac{\sqrt{3}\,U_{1л}}{|2Z_к + Z'|}. \qquad (12\text{-}28)$$

Приняв в (12-27) сопротивление $Z' = 0$, получим формулу для тока двухфазного короткого замыкания.

Двухфазная нагрузка при соединении Y/Δ (рис. 12-8, *г*). Линейный ток нагрузки $I_{ал} = -I_{сл}$, линейный ток фазы *b* отсутствует, $I_{bл} = 0$. Вторичные фазные токи по (12-13)

$$I_a = \frac{I_{ал} - I_{сл}}{3} = \frac{2}{3} I_{ал}; \quad I_b = -\frac{1}{3} I_{ал}; \quad I_c = -\frac{1}{3} I_{ал}.$$

Напряжение на нагрузке равно напряжению на фазе *a* (12-23) или линейному напряжению $\dot{U}_{ca}$:

$$-\dot{U}'_a = -\dot{U}'_{ca} = \dot{U}_A + Z_к I'_a = -I_{ал} Z'.$$

Ток нагрузки

$$I_{ал} = -\frac{\dot{U}_A}{2Z_к/3 + Z'} \quad \text{или} \quad I_{ал} = \frac{U_{1л}}{\sqrt{3}\,|2Z_к/3 + Z'|}. \qquad (12\text{-}29)$$

Приняв в (12-29) сопротивление $Z' = 0$, получим формулу для тока двухфазного короткого замыкания.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

13-1. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ ТРАНСФОРМАТОРА В СЕТЬ

При всяком изменении вторичной нагрузки или первичного напряжения новый режим устанавливается в трансформаторе после переходного процесса. Токи в обмотках во время некоторых переходных процессов могут во много раз превышать установившиеся. Температуры обмоток и электромагнитные силы, зависящие от токов, существенно возрастают и могут превзойти допустимые значения. Поэтому без учета переходных процессов в трансформаторе при его проектировании не могут быть правильно выбраны размеры, определены условия, в которых он должен эксплуатироваться, и сформулированы требования к его защите.

Рассмотрим сначала включение трансформатора в сеть.

Предположим, что вторичная обмотка трансформатора разомкнута ($i_2 = 0$). Первичная обмотка в момент времени $t = 0$ присоеди-

няется к сети с фазным напряжением $u_1 = U_{1m} \cos(\omega t + \psi)$. Явления в цепи первичной обмотки трансформатора описываются нелинейным дифференциальным уравнением напряжений

$$i_0 R_1 + w_1 \frac{d\Phi}{dt} = u_1, \tag{13-1}$$

в котором i_0 — переходный ток холостого хода; $\Phi = f(i_0)$ — магнитный поток взаимной индукции, находящийся в нелинейной зависимости от тока i_0 (рис. 2-3).

Имея в виду, что $i_0 R_1 \ll w_1 \, d\Phi/dt$, можно, не делая заметной ошибки, выразить ток i_0 через поток Φ с помощью приближенной линейной зависимости

$$i_0 = w_1 \Phi / L_0,$$

где $L_0 = \text{const}$ — среднее значение индуктивности первичной обмотки:

$$\frac{d\Phi}{dt} + \Phi \frac{R_1}{L_0} = \frac{u_1}{w_1}. \tag{13-2}$$

Решение линейного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами записывается в виде суммы двух составляющих потока

$$\Phi = \Phi_c + \Phi_y.$$

Свободная составляющая потока $\Phi_c = Ce^{-\alpha_0 t}$ представляет собой общее решение однородного уравнения

$$\frac{d\Phi}{dt} + \Phi \frac{R_1}{L_0} = 0,$$

где $-\alpha_0 = -R_1/L_0$ — корень характеристического уравнения.

Установившаяся составляющая потока

$$\Phi_y = \Phi_m \sin(\omega t + \psi), \text{ где } \Phi_m = U_{1m}/\omega w_1$$

представляет собой поток взаимной индукции Φ [см. (2-9)], который устанавливается в магнитопроводе трансформатора при холостом ходе при $u_1 = U_{1m} \cos(\omega t + \psi)$.

Постоянная C определяется из начальных условий. Если пренебречь остаточным потоком ($\Phi_{ост} = 0$), то при $t = 0$ поток в магнитопроводе равен нулю:

$$\Phi_{t=0} = \Phi_c + \Phi_y = C + \Phi_m \sin\psi = 0,$$

откуда

$$C = -\Phi_m \sin\psi$$

и

$$\Phi = -\Phi_m \sin\psi e^{-\alpha_0 t} + \Phi_m \sin(\omega t + \psi). \tag{13-3}$$

Наиболее неблагоприятно включение трансформатора при $\psi = \pm\pi/2$, когда при $t = 0$ напряжение $u_1 = 0$. В этом случае началь-

ное значение свободной составляющей потока равно амплитуде установившегося потока $C = \mp\Phi_m$ и, как видно из рис. 13-1, поток в магнитопроводе через полпериода после включения $\omega t = \pi$ достигает максимального значения, равного удвоенной амплитуде $\Phi_{max} \approx \approx 2\Phi_m$ (свободная составляющая к этому моменту времени затухает очень мало, $e^{-\frac{\alpha_0 \pi}{\omega}} \approx 1$).

Ток в обмотке после включения может быть найден графически (рис. 13-1) с помощью характеристики намагничивания рис. 2-3[1].

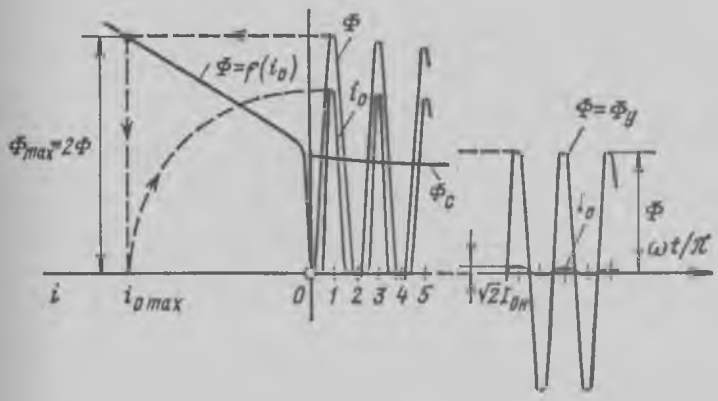


Рис. 13-1. Изменение потока и намагничивающего тока при включении трансформатора ($\psi = -\pi/2$, $\Phi_c = \Phi e^{-\alpha_0 t}$).

Несмотря на то что установившийся ток холостого хода $I_{0н}$ составляет малую долю от номинального тока, максимальное значение тока включения $i_{0\,max}$, наблюдающееся через полпериода после начала переходного процесса, может превышать амплитуду номинального нагрузочного тока

$$i_{0\,max} \geqslant \sqrt{2}\, I_{1н} \geqslant \sqrt{2}\, I_{0н}.$$

Это явление должно учитываться при настройке защиты трансформатора и при опыте холостого хода, который должен быть проведен таким образом, чтобы не были повреждены приборы.

13-2. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ НА ВЫВОДАХ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКИ

Ограничимся рассмотрением симметричного (трехфазного) короткого замыкания на выводах вторичной обмотки трансформатора. Предположим, что до момента короткого замыкания $t < 0$ первичная обмотка трансформатора была включена в сеть с напряжением $u_1 = U_{1m} \cos(\omega t + \psi)$, а вторичная обмотка разомкнута.

[1] Замена нелинейной характеристики намагничивания линейной приводит к известной ошибке в определении α_0 и затухания свободной составляющей потока.

Если пренебречь намагничивающим током и считать $i_1 = -i'_2$, переходный процесс при коротком замыкании можно рассчитать с помощью схемы замещения короткозамкнутого трансформатора.

Схема замещения короткозамкнутого трансформатора содержит (см. рис. 4-2, *б*) активное $R_к = R_1 + R'_2$ и индуктивное $X_к = X_1 + X'_2$ сопротивления короткого замыкания, где

$$L_к = X_к/\omega = L_1 + L'_2.$$

Переходные процессы в такой схеме описываются линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами ($R_к = \text{const}$ и $L_к = \text{const}$)

$$R_к i_1 + L_к \frac{di_1}{dt} = u_1, \tag{13-4}$$

решение которого

$$i_1 = i_{1с} + i_{1у}.$$

Свободная составляющая тока $i_{с1} = Ce^{-\alpha_к t}$ представляет собой решение однородного уравнения

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{R_к}{L_к} i_1 = 0,$$

где $-\alpha_к = -R_к/L_к$ — корень характеристического уравнения.

Установившаяся составляющая тока

$$i_{1у} = \sqrt{2}\, I_к \cos(\omega t + \psi - \varphi_к)$$

представляет собой частное решение (13-4) при $t = \infty$ или установившийся ток короткого замыкания. Амплитуда и фаза этого тока определяются с помощью схемы замещения при коротком замыкании (см. рис. 5-2, *б*):

$$\sqrt{2} I_к = \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_к^2 + (\omega L_к)^2}} = \frac{U_{1m}}{Z_к};$$

$$\varphi_к = \operatorname{arctg} \frac{\omega L_к}{R_к}.$$

Постоянная C может быть найдена из начальных условий. До короткого замыкания трансформатор работал вхолостую, поэтому (пренебрегая током холостого хода) можно считать, что при $t = 0$

$$i_{1_{t-0}} = -i'_{2_{t-0}} = i_{1с} + i_{1у} = C + \sqrt{2}\, I_к \cos(\psi - \varphi_к) = 0,$$

откуда постоянная

$$C = -\sqrt{2} I_к \cos(\psi - \varphi_к)$$

и переходные токи

$$i_1 = -i'_1 = -\sqrt{2}\, I_к \cos(\psi - \varphi_к) e^{-\alpha_к t} + \sqrt{2}\, I_к \cos(\omega t + \psi - \varphi_к). \tag{13-5}$$

Длительность переходного процесса соответствует времени затухания свободной составляющей тока $i_{с1}$. Через время $t = 1/\alpha_к$

после начала процесса свободная составляющая уменьшается в e раз. Через время $3/\alpha_к$ она уменьшается в $e^3 = 20$ раз и практически затухает.

Время, в течение которого свободная составляющая уменьшается в e раз, называется постоянной времени затухания $\tau = 1/\alpha$.

В силовых трансформаторах (см. § 3-6)

$$\tau_к = \frac{1}{\alpha_к} = \frac{X_к}{\omega R_к} = 0{,}01 \div 0{,}2 \text{ с}$$

(с ростом мощности постоянная времени увеличивается).

Чем больше начальное значение свободной составляющей, тем большие токи появляются при коротком замыкании в результате сложения свободной и установившейся составляющих (13-5).

Наиболее тяжелые последствия вызывает короткое замыкание, которое происходит при $\psi = \varphi_к$ или $\psi = \varphi_к + \pi$. В этих случаях начальное значение свободной составляющей равно амплитуде установившейся составляющей

$$-\sqrt{2}\, I_к \cos(\psi - \varphi_к) = \mp \sqrt{2}\, I_к.$$

Изменение тока при коротком замыкании в случае $\psi = \varphi_к + \pi$ показано на рис. 13-2. Токи в обмотках достигают максимального значения через полпериода после начала процесса

$$i_{1\,max} = |i'_2|_{max} = \sqrt{2}\, I_к \left(1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_к}}\right).$$

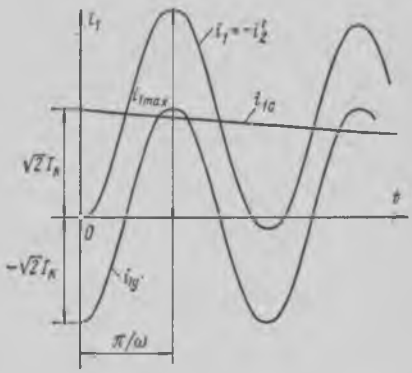


Рис. 13-2. Изменение тока трансформатора в переходном процессе после короткого замыкания вторичной обмотки ($\psi = \varphi_к + \pi$).

Относя этот ток к амплитуде тока в номинальном режиме и считая, что первичное напряжение номинально, найдем:

$$\frac{i_{1\,max}}{\sqrt{2}\, I_{1н}} = \frac{I_к}{I_ц}\left(1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_к}}\right) = \frac{1}{u_к}\left(1 + e^{-\frac{\pi}{\omega\tau_к}}\right), \qquad (13\text{-}6)$$

где $u_к$ — относительное напряжение короткого замыкания.

В силовых трансформаторах максимальный ток при коротком замыкании достигает значений

$$\frac{i_{1\,max}}{\sqrt{2}\, I_{1н}} = 25 \div 15 \qquad (13\text{-}7)$$

(бо́льшие значения относятся к трансформаторам меньшей мощности).

Трансформатор должен быть рассчитан таким образом, чтобы короткое замыкание не выводило его из строя и не сокращало срок его службы.

При выборе конструкции обмоток и способов их механического крепления нужно стремиться к тому, чтобы электромагнитные силы, действующие на обмотки при коротком замыкании, не повреждали обмотки.

По первичной и вторичной обмоткам трансформатора протекают противоположно направленные токи. При коротком замыкании максимальные токи $i_{1\,max}$ и $i_{2\,max}$ во много раз превосходят токи в номинальном режиме. Электромагнитные силы от взаимодействия противоположно направленных токов в первичной и вторичной обмотках стремятся сжать витки внутренней обмотки и растягивают витки наружной обмотки. Электромагнитные силы от взаимодействия одинаково направленных токов в витках каждой из обмоток стремятся сжать обмотки по высоте.

Во время короткого замыкания электромагнитные силы, пропорциональные произведению токов $i_{1\,max}i_{2\,max}$ или квадратам токов $i_{1\,max}^2$ или $i_{2\,max}^2$, возрастают в 625—225 раз. Эти силы пульсируют с частотой $2f = 2 \cdot 50 = 100$ Гц, не изменяя своего направления. Эти силы не оказывают разрушающего воздействия на обмотки, если возникающие от них механические напряжения не превосходят 50—60 Н/мм².

Не менее опасно тепловое воздействие токов при коротком замыкании, так как электрические потери в обмотках, пропорциональные квадрату токов, увеличиваются во много раз и температура обмоток резко возрастает. Поскольку свободная составляющая тока практически затухает через $3\tau_к = 0{,}03 \div 0{,}6$ с, интенсивность нарастания температуры можно оценить по установившемуся току короткого замыкания.

При этом токе электрические потери увеличиваются в 225—49 раз.

Плотность тока в обмотках весьма сильно возрастает и достигает значений 40—20 А/мм². Если считать, что процесс нагревания обмотки проходит адиабатически (т. е. допустить, что тепло, выделяющееся в обмотке, не передается окружающей среде, а идет только на нагревание самой обмотки), температура обмотки будет возрастать со скоростью

$$J^2/170 \approx 9{,}5 \div 2{,}4\,°\text{C/с}.$$

Перед коротким замыканием обмотки могли иметь предельную длительно допустимую температуру 105°С (см. § 16-1). Предельную кратковременно допустимую температуру обмотки, при которой еще не повреждается изоляция, считают равной 250°С. Зная скорость возрастания температуры, можно найти время $t_к$, в течение которого температура обмотки возрастет на 250—105 = 145° С и достигнет 250°С.

Это время может быть оценено по формуле

$$t_к \approx 2{,}5\left(\frac{100u_к}{J_н}\right)^2 = 5 \div 25 \text{ с}.$$

Обычно защита отключает трансформатор от сети значительно раньше, и температура обмоток трансформаторов не достигает предельной.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРАХ ПРИ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯХ

14-1. ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

При эксплуатации в электрических системах трансформаторы могут подвергаться воздействию напряжений, которые значительно превышают номинальное напряжение.

Эти перенапряжения могут появиться при обычных коммутационных операциях (включениях, выключениях отдельных элементов электрической системы). Однако наиболее опасны для изоляции трансформаторов перенапряжения, возникающие при ударах молний в провода воздушных линий передач, а также вследствие грозовых разрядов, индуктирующих в линиях передач волны высокого напряжения.

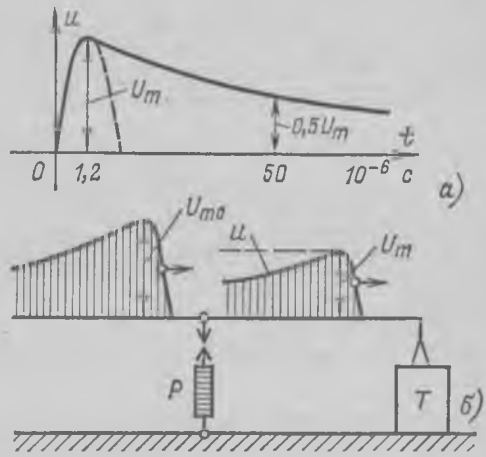


Рис. 14-1. Параметры волн перенапряжений.

Перенапряжение распространяется в обе стороны от места возникновения со скоростью, близкой к скорости света. Волна перенапряжения имеет форму апериодического импульса с крутым фронтом (рис. 14-1, *а*). Время подъема напряжения от нуля до амплитудного значения U_m, соответствующее фронту волны, составляет доли микросекунды или микросекунды; общая продолжительность импульса, соответствующая полной длине волны, измеряется десятками микросекунд. На рис. 14-1, *а* показана стандартная полная волна перенапряжения, применяемая при испытаниях импульсной прочности трансформаторов. Ее длина, измеряемая временем спада напряжения до половины амплитудного напряжения, составляет $50 \cdot 10^{-6}$ с.

Для уменьшения перенапряжений (см. рис. 14-1, *б*) трансформаторы T защищаются разрядниками P, которые пробиваются при напряжении U_m. Если до разрядника волна перенапряжения может иметь весьма большую амплитуду U_{m0}, то после него она должна иметь амплитудное напряжение U_m, которое не превосходит значения напряжения при испытании импульсной прочности изоляции

Таблица 14-1

Импульсные испытательные напряжения внутренней изоляции силовых масляных трансформаторов (ГОСТ 1516.1-76)

Класс напряжения обмотки, кВ	3	6	10	15	35	110	115	220	330	500
Амплитуда импульсного испытательного напряжения при полной волне, кВ	44	60	80	108	200	480	550	750	1050	1550

обмотки трансформатора (см. табл. 14-1) *. Переходные процессы в трансформаторе при падении на его обмотку волны с крутым фронтом, длительность которого $t_ф$ составляет несколько микросекунд, отличаются большой сложностью.

14-2. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ ДЛЯ НАЧАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПО ОБМОТКЕ

Процесс при подъеме напряжения от 0 до U_m в течение времени $t_ф$ может быть уподоблен включению трансформатора на переменное напряжение с той же амплитудой U_m и периодом $T_п = 4t_ф$ (см. пунктирную кривую на рис. 14-1, *а*). Такое переменное напряжение имеет весьма высокую частоту $f_п$. Для стандартной волны эта частота равна

$$f_п = \frac{\omega_п}{2\pi} = \frac{1}{T_п} = \frac{1}{4t_ф} = \frac{1}{4 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-6}} = 2{,}08 \cdot 10^5 \text{ Гц}.$$

При такой частоте уже нельзя пренебрегать емкостными связями между элементами обмотки C'_d и между элементами обмотки и заземленными частями трансформатора C'_q (рис. 14-2, *а*). Нельзя пользоваться и обычной схемой замещения, которая была получена при учете лишь индуктивных связей и пригодна только для процессов, протекающих при рабочей номинальной частоте (в силовых трансформаторах 50 Гц).

Теперь трансформатор должен быть представлен схемой замещения, в которую входят как индуктивности отдельных элементов обмотки L' и емкости между ними C'_d, так и емкости этих элементов

---

* Отраженная от входной емкости трансформатора волна, суммируясь с падающей волной, не увеличивает напряжение выше U_m, при котором пробивается разрядник.

относительно заземленных частей C'_q. Такая схема замещения при заземленном конце обмотки X представлена на рис. 14-2, *б*.

Если требуется найти только начальное распределение напряжения по обмотке, когда напряжение в ее начале достигло амплитудного значения U_m, то, имея в виду весьма высокую частоту процесса $f_п$, можно считать, что токи не протекают по виткам катушек обмотки из-за их большого индуктивного сопротивления $\omega_п L'$, а протекают только по продольным $1/\omega C'_d$ и поперечным $1/\omega C'_q$, емкостным

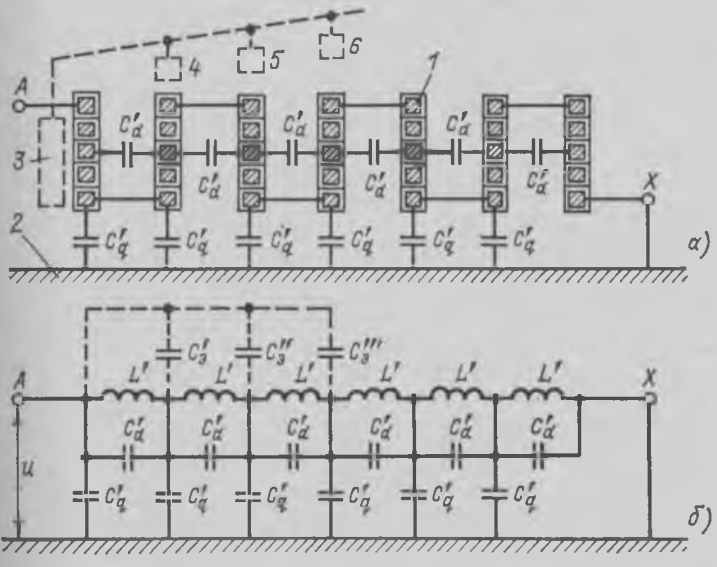


Рис. 14-2. Разрез (*а*) и схема замещения (*б*) обмотки при перенапряжениях.
1 — проводники обмотки; *2* — заземленные части трансформатора; *3—6* — электростатические экраны около первых катушек; C'_d — емкости между катушками обмотки; C'_q — емкость катушки обмотки на землю; $C'_э$, $C''_э$, $C'''_э$ — емкости между электростатическими экранами и обмоткой.

сопротивлениям. Поэтому при расчете начального распределения можно положить сопротивления $\omega_п L'$ равными бесконечности, и считать, что распределение напряжения зависит лишь от емкостей, которые входят в схему замещения на рис. 14-2, *б* (часть схемы, показанная пунктиром, пока отбрасывается).

Заменим дискретную емкостную цепь по рис. 14-2, *б*, состоящую из n элементов, емкостной цепью с распределенными параметрами по рис. 14-3. Тогда полная продольная емкость цепи

$$C_d = \frac{1}{\sum \frac{1}{C'_d}} = \frac{C'_d}{n};$$

полная поперечная емкость цепи

$$C_q = \sum C'_q = nC'_q.$$

Приняв длину обмотки за единицу, можно для малого элемента обмотки, имеющего длину dx, найти поперечную емкость $C_q dx$ и поперечный дифференциальный параметр $K\,dx$, где $K = 1/C_d$.

Напряжение u_x на расстоянии x от заземленного конца обмотки X при постоянном напряжении U_m в начале обмотки определяется путем решения системы дифференциальных уравнений для поперечного заряда на элементе $K\,dx$, равного

$$Q_x = \frac{du_x}{K\,dx}, \tag{14-1}$$

и напряжения на емкости $C_q dx$, равного

$$u_x = \frac{dQ_x}{C_q\,dx}. \tag{14-2}$$

Определив из (14-1) производную dQ_x/dx и подставив ее в (14-2), получим для напряжения u_x линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами

$$\frac{d^2u_x}{dx^2} - \frac{C_q}{C_d}\,u_x = 0. \tag{14-3}$$

14-3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ ПО ОБМОТКЕ И СПОСОБЫ ЕГО ВЫРАВНИВАНИЯ

Решение (14-3) представляется в виде

$$u_x = D_1 e^{\alpha x} + D_2 e^{-\alpha x},$$

где $\alpha = \sqrt{C_q/C_d}$ и $-\alpha$ — корни характеристического уравнения.

Используя граничные условия при заземленном конце обмотки

1) $u_x = D_1 e^{\alpha} + D_2 e^{-\alpha} = U_m$ при $x = 1$;
2) $u_x = D_1 + D_2 = 0$ при $x = 0$,

найдем постоянные D_1 и D_2 и начальное распределение напряжения

$$u_x = U_m \frac{\operatorname{sh} \alpha x}{\operatorname{sh} \alpha}. \tag{14-4}$$

Как видно из рис. 14-3, при практически встречающихся в трансформаторах коэффициентах $\alpha = 10 \div 5$ (кривые *1* и *2*) начальное распределение напряжения получается весьма неравномерным. При этом с ростом α (с увеличением поперечной емкости или уменьшением продольной емкости) эта неравномерность возрастает.

При идеально равномерном распределении напряжения по кривой *4*, соответствующей $\alpha \approx 0$, когда

$$u_x = U_m \frac{\operatorname{sh} \alpha x}{\operatorname{sh} \alpha} \approx U_m \frac{\alpha x}{\alpha} = U_m x,$$

на первый от начала элемент обмотки Δx приходится напряжение

$$\Delta u = U_m \Delta x.$$

В реальной обмотке ($\alpha \geqslant 3$) на первый элемент обмотки Δx приходится напряжение [см. (14-4)]

$$\Delta u = \left(\frac{du_x}{dx}\right)_{x-1} \Delta x = (U_m \alpha \operatorname{cth} \alpha)\Delta x = U_m \alpha \Delta x,$$

которое в α раз превосходит напряжение при равномерном распределении.

Процесс дальнейшего проникновения волны в обмотку трансформатора удобнее рассмотреть, считая, что волна имеет прямоугольную форму, показанную пунктиром на рис. 14-1 внизу. В этом случае напряжение U_m в начале обмотки, появляющееся в течение времени $t_ф \approx 0$, в дальнейшем не изменяется и через некоторое время все точки обмотки приобретают определенное установившееся напряжение. Такое распределение напряжений называют конечным. При заземленном конце обмотки конечное распределение напряжений получается линейным $u_x = U_m x$ (кривая *4* на рис. 14-3).

Процесс проникновения волны в обмотку представляет собой переход от начального распределения напряжения при $t = t_ф \approx 0$ к конечному распределению, которое теоретически появляется при $t = \infty$.

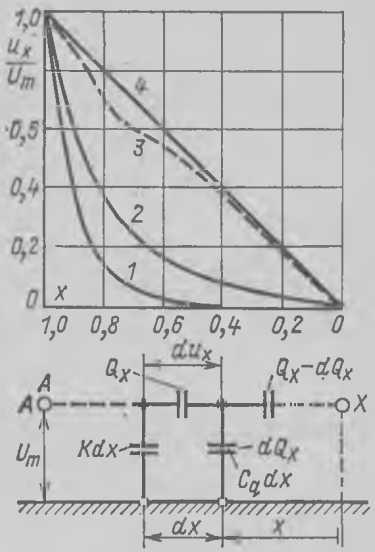


Рис. 14-3. Распределение напряжений по емкостной цепи обмотки с заземленным концом.

1 — начальное распределение при $\alpha = 10$; *2* — начальное распределение при $\alpha = 5$; *3* — начальное распределение в трансформаторе с электростатическими экранами; *4* — начальное распределение при $\alpha = 0$ и конечное распределение напряжения при любых α.

В связи с тем, что схема замещения обмотки включает в себя емкости и индуктивности, образующие ряд колебательных контуров, процесс перехода от начального напряжения к конечному в каждой точке обмотки носит колебательный характер. Из-за потерь в активных сопротивлениях колебания постепенно затухают. Размах колебаний и появляющиеся при этом перенапряжения возрастают с увеличением различия между начальным и конечным распределением напряжения.

Для уменьшения опасных последствий этих колебаний желательно иметь в трансформаторе как можно меньшее α. Одновременно уменьшение α приводит к снижению начальных напряжений, при-

ходящихся на начальные элементы обмотки. Однако требуемое для этого увеличение расстояния между обмоткой и заземленными частями не может быть осуществлено без существенного увеличения габаритов и стоимости трансформатора.

Наиболее действенным мероприятием для выравнивания начального распределения напряжения и сближения его с конечным распределением является применение электростатических экранов в виде разомкнутых изолированных металлических колец *3—6*, показанных на рис. 14-2, *а* пунктиром. При соединении экранов с началом обмотки существенно увеличивается емкостная связь первых катушек обмотки (через емкости $C'_э$, $C''_э$, $C'''_э$ на рис. 14-2, *б*) с ее началом, и кривая начального распределения напряжения заметно выравнивается, сближаясь с конечным распределением (кривая *3* рис. 14-3 после установки экранов).

Экранирование обмоток позволяет обеспечить гарантированную импульсную прочность изоляции в трансформаторах отечественной конструкции при напряжениях 110 кВ и выше (табл. 14-1).

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ТРАНСФОРМАТОРЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

15-1. ОСОБЕННОСТИ ТРАНСФОРМАТОРОВ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

В этой главе рассматриваются трансформаторы специального назначения, в которых производится сложное преобразование параметров электрической энергии (частоты, числа фаз, формы напряжения) или реализуются особые требования к преобразуемым параметрам (например, возможность плавного регулирования напряжения; получение весьма больших напряжений; независимость вторичного тока от сопротивления нагрузки; пропорциональность вторичного тока первичному; пропорциональность вторичного напряжения первичному и т. п.).

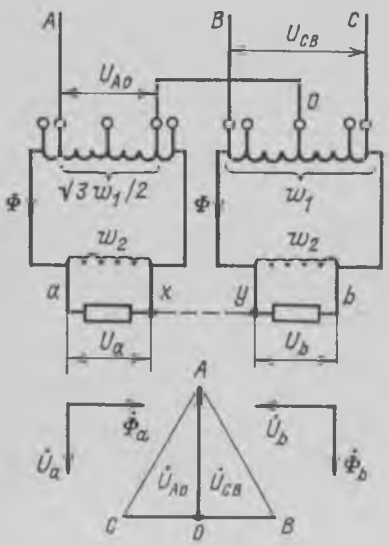


Рис. 15-1. Схема преобразования трехфазной системы в двухфазную.

15-2. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЫ В ДВУХФАЗНУЮ

Такое преобразование может быть осуществлено с помощью двух однофазных трансформаторов по схеме, показанной на рис. 15-1. Входные вводы *A*, *B*, *C* питаются от трехфазной системы линейных напряжений.

Напряжение на первичной обмотке трансформатора *b*, имеющей w_1 витков, равно линейному напряжению $U_{CB} = U_{1л}$. Напряжения U_{C0} и U_{0B} одинаковы

в связи с тем, что ЭДС в обеих половинах обмотки BC индуктируются одним и тем же потоком Φ_b. Напряжение на первичной обмотке трансформатора a, образованной из $\sqrt{3}\,w_1/2$ витков и включенной между выводом A и точкой O обмотки трансформатора b, равно $\sqrt{3}\,U_{1л}/2$. Вторичные напряжения U_a и U_b образуют симметричную двухфазную систему, поскольку они одинаковы по модулю $U_b = U_{CB}\frac{w_2}{w_1} = U_{1л}\frac{w_2}{w_1}$; $U_a = U_{AO}\frac{2w_2}{\sqrt{3}\,w_1} = U_{1л}\frac{w_2}{w_1}$ и сдвинуты во времени на такой же угол, как и напряжения U_{AO} и U_{CB}, т. е. на угол $\pi/2$.

15-3. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

а) **Для утроения частоты** может быть использована группа из трех однофазных трансформаторов, первичные обмотки которых собраны в звезду и присоединены к трехфазной сети с частотой f_1. Как пояснено в § 7-3, в потоках однофазных трансформаторов в этом случае содержатся сильно выраженные третьи гармонические, изменяющиеся во времени с тройной частотой $f_3 = 3f_1$. Индуктированные во вторичных обмотках трансформаторов ЭДС E_3 тройной частоты совпадают по фазе, поэтому при образовании выходной обмотки из трех последовательно и согласно включенных вторичных обмоток на ее выходе появится ЭДС $3E_3$ утроенной частоты $3f_1$, а ЭДС основной частоты на выходе не появятся, поскольку сумма этих ЭДС в симметричной системе равна нулю.

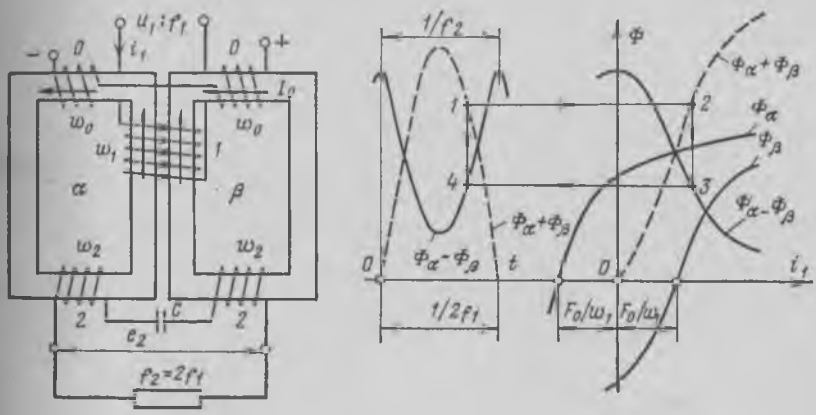


Рис. 15-2. Схема для удвоения частоты.

б) **Для удвоения частоты** может быть использован трансформатор с разветвленным магнитопроводом в виде двух независимых магнитопроводов α и β (рис. 15-2). Первичная обмотка трансформатора *1*, питающаяся от сети с частотой f_1, охватывает сразу оба магнитопровода и ЭДС в ней возбуждается суммой потоков $\Phi_\alpha + \Phi_\beta$.

Вторичная обмотка *2*, в которой индуктируется ЭДС двойной частоты $f_2 = 2f_1$, образуется из двух частей с числами витков w_2, располагающихся на разных магнитопроводах и включенных встречно. Потокосцепление вторичной обмотки оказывается пропорциональным разности потоков $\Phi_\alpha - \Phi_\beta$. Как видно из графика, при изменении суммы потоков $\Phi_\alpha + \Phi_\beta$ с частотой f_1 разность потоков $\Phi_\alpha - \Phi_\beta$ будет изменяться с двойной частотой $f_2 = 2f_1$, если магнитопровод α и β подмагнитить в противоположных направлениях с помощью обмотки *0*, питаемой постоянным током I_0 и образующей МДС $F_0 = w_0 I_0$ в каждом из магнитопроводов.

15-4. ТРАНСФОРМАТОРЫ С ПЛАВНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Ступенчатое регулирование напряжения силовых трансформаторов уже рассматривалось в гл. 6. Из-за усложнения конструкции трансформатора и переключающей аппаратуры число ступеней регулирования обычно невелико, а общий диапазон регулирования обычно не превышает $\pm 5\%$.

При необходимости иметь более плавное регулирование в низковольтных трансформаторах и автотрансформаторах небольшой мощности изменяют число витков с помощью передвижных контактных щеток, скользящих по неизолированной внешней поверхности обмотки. Регулирование напряжения в таком трансформаторе производится небольшими ступенями, соответствующими напряжению одного витка; диапазон регулирования может быть существенно расширен. Такая конструкция применяется, например, в трансформаторах мощностью до 250 кВ·А с регулированием напряжения в пределах от 0 до 220/380 В для освещения зрительных залов и сцен.

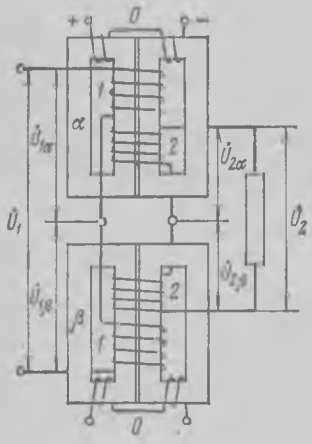


Рис. 15-3. Схема регулируемого трансформатора с подмагничиванием магнитопровода постоянным током.

В трансформаторах большей мощности или более высокого напряжения для плавного регулирования напряжения может быть использовано подмагничивание магнитопровода постоянным током. Одна из возможных схем регулируемого трансформатора с подмагничиванием постоянным током изображена на рис. 15-3. В этой схеме используются два однофазных трансформатора α и β, имеющие различные коэффициенты трансформации $n_{21\alpha} \neq n_{21\beta}$. Каждый из этих трансформаторов имеет расщепленный магнитопровод, подмагничиваемый постоянным током таким же образом, как в схеме удвоения частоты (при подмагничивании частей магнитопровода в противоположных направлениях намагничивающий ток получается почти синусоидальным).

Первичные обмотки трансформаторов с напряжениями $\dot{U}_{1\alpha}$ и $\dot{U}_{1\beta}$ соединяются последовательно и включаются на напряжение сети $U_1 = U_{1\alpha} + U_{1\beta}$. Вторичные обмотки с напряжениями $-\dot{U}_{2\alpha} = n_{21\alpha}\dot{U}_{1\alpha}$ и $-\dot{U}_{2\beta} = n_{21\beta}\dot{U}_{1\beta}$ также соединяются последовательно и нагружаются на сопротивление, напряжение на котором равно: $\dot{U}_2 = \dot{U}_{2\alpha} + \dot{U}_{2\beta}$.

При раздельном подмагничивании трансформаторов α и β может быть изменено соотношение между сопротивлениями первичных обмоток трансформаторов, обтекаемых общим током I_1, и отношение напряжений

$$\xi = \dot{U}_{1\beta}/\dot{U}_{1\alpha}$$

(с увеличением подмагничивания трансформатора β отношение ξ уменьшается). При изменении ξ изменяется вторичное напряжение U_2:

$$-\dot{U}_2 = -\dot{U}_{2\alpha} - \dot{U}_{2\beta} = \dot{U}_1 \frac{n_{21\alpha} + \xi n_{21\beta}}{1 + \xi}.$$

При $\xi = 0$ получаем $-\dot{U}_2 = \dot{U}_1 n_{21\alpha}$ и $-\dot{U}_2 = \dot{U}_1 n_{21\beta}$ при $\xi = \infty$.

Практически напряжение плавно регулируется в более узких, но достаточно больших пределах.

15-5. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ДУГОВОЙ ЭЛЕКТРОСВАРКИ

Трансформаторы для электросварки работают в прерывистом режиме с переходом от холостого хода к рабочему процессу горения дуги с возможными кратковременными короткими замыканиями.

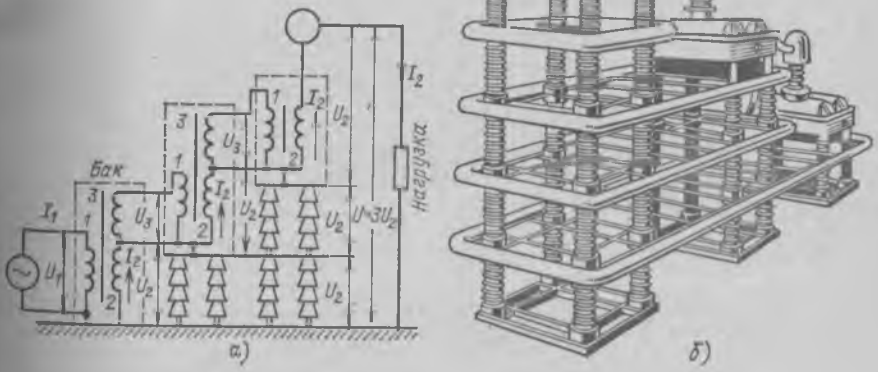
Для того чтобы ток короткого замыкания сварочного трансформатора не превышал номинальный более чем в 2—3 раза и при колебаниях сопротивления цепи изменялся незначительно, нужно, чтобы его сопротивление короткого замыкания было много больше, чем в обычных трансформаторах. Обычно сопротивление короткого замыкания увеличивается в сварочном трансформаторе за счет индуктивной составляющей. Для этого обмотки располагаются на различных участках магнитопровода и включаются последовательно. Дальнейшее увеличение индуктивности короткого замыкания достигается с помощью дополнительных регулируемых реакторов, включаемых в цепь вторичной обмотки.

15-6. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ИЗОЛЯЦИОННЫХ КОНСТРУКЦИЙ

Для испытания изоляционных конструкций требуются напряжения 1000 кВ и более. Такие напряжения могут быть получены с помощью каскада последовательно соединенных трансформаторов (рис. 15-4). Общее напряжение каскада U

Рис. 15-4. Трехступенчатый лабораторный каскадный трансформатор.

а — схема каскада; *б* — внешний вид каскада 1500 кВ, 1500 кВ · А (в отличие от схемы *а* бак трансформатора первой ступени в этом каскаде изолирован относительно земли).



складывается из напряжений U_2 на отдельных его элементах. В трехкаскадном трансформаторе оно равно $U = 3\,U_2$. Каждый из трансформаторов каскада установлен в отдельном баке и имеет три обмотки: *1* — питающуюся от выхода предыдущей ступени, *2* и *3* — соединенные по автотрансформаторной схеме (последний трансформатор имеет только обмотки *1* и *2*). Баки второго и третьего трансформаторов каскада установлены на изоляторах и находятся относительно земли соответственно под напряжениями U_2 и $2U_2$. Бак первого трансформатора заземлен. Поэтому изоляцию обмоток первого и второго трансформаторов приходится рассчитывать только на напряжение $U_2 + U_2$, а третьего — на напряжение U_2.

15-7. «ПИК-ТРАНСФОРМАТОРЫ»

Такие трансформаторы применяются в электронной технике для получения периодических импульсов напряжения пикообразной формы, длительность которых весьма мала по сравнению с периодом процесса. Такое напряжение может быть получено на вторичной обмотке трансформатора с сильно насыщенным магнитопроводом, если включить первичную обмотку на сеть с синусоидально изменяющимся напряжением $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$ через большое активное R или линейное индуктивное сопротивление. В этом случае первичный ток i_1 будет синусоидален, поток — уплощен, а ЭДС — пикообразно заострена (тот же эффект в менее резко выраженной форме получается в трехфазных трансформаторах при соединении Y/Y, см. § 4-4 и рис. 4-14).

15-8. ТРАНСФОРМАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для измерения переменного напряжения в сетях высокого напряжения его предварительно понижают до необходимого уровня (обычно до 100 В) с помощью трансформаторов напряжения.

К вторичной обмотке трансформатора напряжения присоединяются вольтметры и ваттметры и приборы автоматического управления. Сопротивление нагрузки вторичной обмотки не должно быть меньше некоторого нормированного значения $Z_н$. Сам трансформатор должен быть спроектирован таким образом, чтобы его вторичное приведенное напряжение при изменении нагрузки от холостого хода до номинального значения изменялось как можно меньше.

В § 5-1 было показано, что

$$\dot{U}_2' \approx -\dot{U}_1 \frac{\underline{Z'}}{\underline{Z}_к + \underline{Z'}},$$

поэтому $\dot{U}_2' \approx -\dot{U}_1$, если $Z' \gg Z_к$. При выполнении этого условия вторичное напряжение находится в постоянном соотношении с первичным:

$$\dot{U}_2 = -\frac{\dot{U}_1 w_2}{w_1} = -\dot{U}_1 n_{21}.$$

Поскольку $Z_к$, несмотря на принимаемые меры к его снижению, всегда больше нуля ($Z_к > 0$), преобразование напряжения (см. рис. 15-5, *а*) происходит с известной погрешностью по величине

$$f_u = \frac{U_2 w_1/w_2 - U_1}{U_1} 100\%$$

и по углу δ_u между комплексами U_1 и $-\dot{U}_2'$. Эти погрешности возрастают с уменьшением сопротивления Z и не должны превосходить при номинальной нагрузке $Z = Z_н$ и номинальном первичном напряжении значений, указанных в стандартах:

$f_u = \pm 0{,}5\%$; $\delta_u = \pm 20'$ для 1-го класса точности;
$f_u = \pm 1{,}0\%$; $\delta_u = \pm 40'$ для 2-го класса точности;
$f_u = \pm 3{,}0\%$; δ_u — не нормируется для 3-го класса точности.

15-9. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА

Для измерения большого переменного тока его предварительно уменьшают до удобного значения (обычно до 5 А) с помощью трансформаторов тока.

Вторичная обмотка трансформатора тока замыкается на соответствующие обмотки амперметров, ваттметров и приборов автоматического управления. Если включается несколько приборов, то их обмотки соединяются последовательно.

Для правильного преобразования тока трансформатор должен работать в режиме, близком к короткому замыканию (рис. 15-5, *б*). Сопротивление нагрузки вторичной обмотки Z не должно превышать некоторого нормированного значения $Z_н$. Как следует из основных уравнений и схемы замещения трансформатора (см. § 3-5), вторичный ток связан с первичным следующим уравнением:

$$\dot{I}'_2 = I_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} = -I_1 \frac{Z_0}{Z_0 + Z'_2 + Z'},$$

из которого следует, что сдвиг по фазе между измеряемым током $\dot{I}_1$ и током во вторичной обмотке $-I_2$ будет тем ближе к 0° и отношение их амплитуд тем ближе к отношению чисел витков обмоток ($I_2/I_1 = \omega_1/\omega_2$), чем меньше сумма сопротивлений $Z'_2 + Z'$ по сравнению с сопротивлением Z_0. Поэтому трансформатор проектируют с возможно большим сопротивлением Z_0, возможно меньшим сопротивлением рассеяния вторичной обмотки Z'_2 и ограничивают сопротивление нагрузки $Z < Z_н$.

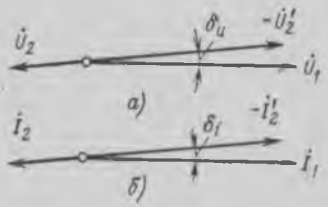


Рис. 15-5. Определение погрешностей трансформаторов напряжения и тока.

При номинальной нагрузке погрешность по току

$$f_i = \frac{I_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} - I_1}{I_1} 100\%$$

и угловая погрешность δ_i (см. рис. 15-5, *б*) не должны превышать значений, указанных в стандартах:

$f_i = 0{,}2;\ 0{,}5;\ 1;\ 3;\ 10\%$; $\delta_i = 10';\ 40';\ 80'$ соответственно для классов точности 0,2; 0,5; 1; 3 и 10 (для классов 3 и 10 угловая погрешность не регламентируется).

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

16-1. ДОПУСТИМЫЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ЧАСТЕЙ ТРАНСФОРМАТОРА В УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМАХ И ПРИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ

Преобразование энергии происходит в трансформаторе с известными потерями. Зависимость потерь мощности от режима, в котором он работает, рассматривалась в § 6-3. Подавляющая часть потерь выделяется в виде тепла в активных частях трансформатора, его магнитопроводе и обмотках. Магнитные потери, выделяющиеся в магнитопроводе, с достаточной точностью можно считать пропорциональными квадрату напряжения U_1^2, электрические потери в обмотках — пропорциональными квадратам токов I_1^2 или I_2^2. При переходе от одного нагрузочного режима к другому изменяются главным образом электрические потери в обмотках, магнитные потери при постоянном первичном напряжении почти не изменяются.

Некоторая часть потерь мощности выделяется также в конструктивных частях (баке, нажимных деталях и т. п.), располагающихся в магнитном поле.

Тепло, выделяющееся в трансформаторе, нагревает его и температура его частей становится выше, чем температура окружающей среды. По мере увеличения температуры частей трансформатора возрастает поток тепла, передаваемый в окружающую среду, так как тепловой поток пропорционален превышению температуры нагретой части над температурой окружающей среды. Через достаточно большое время (теоретически через бесконечно большое время) рост температуры обмоток прекращается, так как все выделяющееся в них тепло передается окружающей среде. (Процессы нагревания и охлаждения подробно рассмотрены в § 35-3.)

Установившаяся температура нагретых частей зависит от устройства системы охлаждения, с помощью которой происходит удаление тепла во внешнюю среду.

Трансформатор и его система охлаждения должны быть спроектированы таким образом, чтобы температура его частей не превышала допустимых пределов. Лимитируются главным образом температуры частей, соприкасающихся с изоляционными материалами, маслом и другими диэлектрическими жидкостями.

Старение изоляционного материала, выражающееся в уменьшении его электрической и механической прочности, происходит тем интенсивнее, чем выше его температура. Опытным путем выявлено, что увеличение температуры на 8°С сокращает срок службы масляного трансформатора с бумажной изоляцией в 2 раза.

Трансформатор может надежно служить в течение 15—20 лет, если его отдельные части имеют в номинальном режиме следующие превышения температуры, °С, установленные в ГОСТ 11677-75:

Для масляных трансформаторов

Обмотки	65
Наружные поверхности магнитопровода и конструктивных частей	75
Масло в верхних слоях:	
при герметизированном исполнении	60
в остальных случаях	55

Для сухих трансформаторов

Обмотки и поверхности магнитопровода, соприкасающиеся с изоляцией класса нагревостойкости по ГОСТ 8865-70:

Y	50
A	65
E	80
B	90
F	115
H	140

Эти превышения температуры относятся к трансформаторам, отдающим тепло окружающему воздуху, наибольшая температура которого принимается равной 40°С; в случае охлаждения водой, температура которой на входе в охладитель считается равной 25°С, превышения температуры могут быть увеличены на 15°С.

Расчетные температуры частей трансформатора, обеспечивающие срок службы трансформатора 15—20 лет, установлены с учетом наблюдающихся в эксплуатации суточных и годовых колебаний температуры окружающей среды и нагрузки трансформатора. Большую часть времени (при нагрузке меньшей, чем номинальная, или температуре окружающего воздуха менее 40°С) температура изоляции трансформатора не достигает расчетной, что заметно увеличивает срок его службы.

При установившихся коротких замыканиях температуры обмоток не должны превышать:

Для масляных трансформаторов:

с обмотками из меди	250 °С
с обмотками из алюминия	200 °С

Для сухих трансформаторов с обмотками из меди и изоляцией класса нагревостойкости:

A	180 °С
E	250 °С
B, F, H	350 °С

Для сухих трансформаторов с обмотками из алюминия и изоляцией класса нагревостойкости:

A	180 °С
E, B, F, H	200 °С

Длительность короткого замыкания (см. § 13-2) должна быть ограничена таким образом, чтобы указанные температуры не были превзойдены. Согласно ГОСТ 11677-75 меньше 5 с.

Допускаемые в реальных условиях эксплуатации длительные нагрузки, а также длительно и кратковременно допустимые перегрузки оговорены в ГОСТ 11677-75 и ГОСТ 14209-69 [13, § 14-28].

16-2. СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Наибольшее распространение получили трансформаторы с естественным масляным или воздушным охлаждением (трансформаторы с воздушным охлаждением активных частей называются «сухими» трансформаторами).

В трансформаторах с естественным масляным охлаждением активные части (обмотки, магнитопровод), являющиеся источниками тепла, устанавливаются в баке, заполненном трансформаторным маслом. Тепло, выделяющееся в обмотках и магнитопроводе, передается через их наружную поверхность охлаждающему маслу. Нагретое масло имеет меньшую плотность, чем холодное масло вблизи стенок бака. Возникает конвективная циркуляция масла в баке. Около нагретых частей оно движется, постепенно нагреваясь, вверх; около стенок бака, постепенно охлаждаясь и отдавая запасенное тепло через стенки бака окружающему воздуху, вниз (рис. 16-1).

В установившемся режиме в каждом горизонтальном сечении устанавливается такое распределение температур (рис. 16-2), при котором превышения температуры магнитопровода и обмоток над маслом, с одной стороны, и превышение температуры масла над окружающим воздухом, с другой стороны, оказываются достаточными для того, чтобы все тепло, выделяющееся в активных частях, передавалось за счет конвекции маслу и от масла к стенкам бака, а затем от наружной поверхности стенок бака путем конвекции и лучеиспускания к окружающему воздуху. Как видно из рисунка, внутри магнитопровода, обмоток и стенки бака благодаря большой

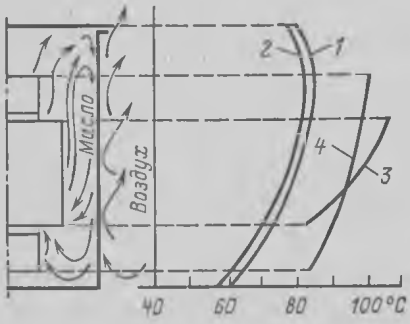


Рис. 16-1. Изменения температуры по высоте трансформатора.

1 — температура масла; *2* — температура стенок бака; *3* — температура обмотки; *4* — температура магнитопровода.

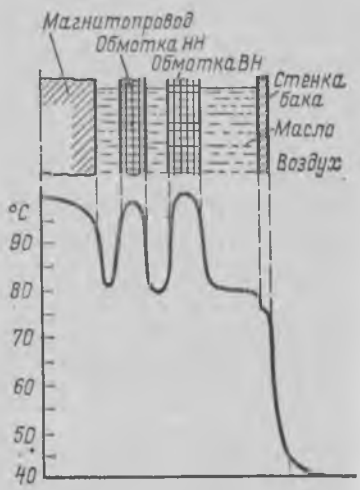


Рис. 16-2. Распределение температуры в горизонтальном сечении масляного трансформатора с естественным охлаждением.

теплопроводности металлов, из которых они изготовлены, температура изменяется незначительно. Значительно большие перепады температуры наблюдаются в изоляции обмоток и при передаче тепла от магнитопровода и наружной поверхности изоляции обмоток к маслу и от масла к стенкам бака. Особенно велик перепад температуры между наружной поверхностью стенки бака и окружающим воздухом.

С ростом мощности трансформатора возникают затруднения с отведением тепла от наружной поверхности бака. Это связано с тем, что потери в трансформаторе, приходящиеся на единицу поверхности, возрастают пропорционально первой степени линейного размера.

Для сохранения превышений температуры на допустимом уровне поверхность охлаждения искусственно увеличивают, устраивая каналы в магнитопроводе и обмотках и размещая на боковых стен-

ках бака ряд охладителей или радиаторов (рис. 16-3). Циркуляция масла через радиаторы в трансформаторах с естественным охлаждением происходит за счет конвекции.

В сухом трансформаторе с естественным воздушным охлаждением активные части омываются окружающим воздухом. Воздух удаляет тепло из трансформатора за счет конвекции; некоторая часть тепла отводится лучеиспусканием.

В крупных трансформаторах применяется масляное охлаждение с дутьем и естественной циркуляцией масла. В таких трансформаторах охлаждающие

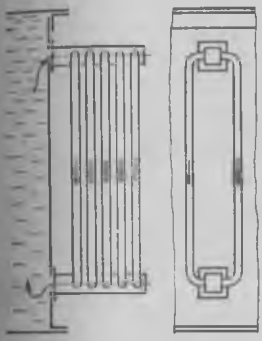


Рис. 16-3. Охлаждающий радиатор.

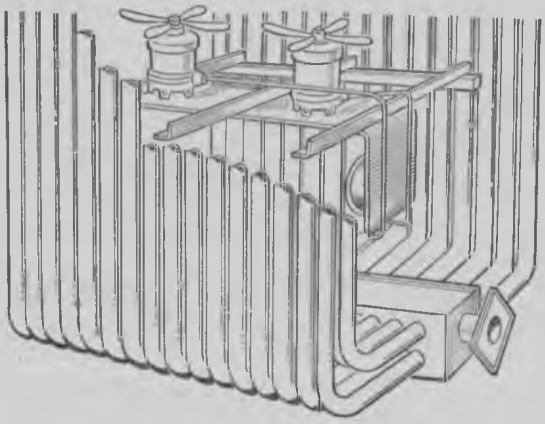


Рис. 16-4. Вентиляторы, обдувающие радиатор.

радиаторы обдуваются вентиляторами с индивидуальным приводом (рис. 16-4). Дополнительное улучшение охлаждения достигается применением принудительной циркуляции масла в трансформаторе, которая осуществляется специальными насосами с электрическим приводом. Система охлаждения, в которой сочетается дутье с принудительной циркуляцией масла, называется масляной с дутьем и принудительной циркуляцией масла. Еще бо́льшая интенсификация теплоотвода достигается в масляно-водяных системах охлаждения с естественной или принудительной циркуляцией масла. При естественной циркуляции масла водомасляные теплообменники размещаются на стенках бака; при принудительной — устанавливаются отдельно. Масляно-водяные системы охлаждения требуют много проточной воды и применяются на гидростанциях, где она имеется.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ТРАНСФОРМАТОРАМ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ, ВЫПУСКАЕМЫХ В СССР

17-1. СТАНДАРТИЗАЦИЯ В ТРАНСФОРМАТОРОСТРОЕНИИ

Выпускаемые в СССР силовые трансформаторы общего назначения должны соответствовать требованиям следующих государственных стандартов:

ГОСТ 16110-70. Трансформаторы силовые. Термины и определения (см. также СТ СЭВ 1103-78).

ГОСТ 11677-75. Трансформаторы силовые. Общие технические условия (см. также СТ СЭВ 1102-78).

ГОСТ 721-77 и ГОСТ 21128-75. Номинальные междуфазные напряжения.

ГОСТ 18619-73. Трансформаторы силовые трехфазные с естественным воздушным охлаждением общего назначения мощностью от 10 до 160 кВ·А на напряжение до 660 В.

ГОСТ 14074-76. Трансформаторы силовые сухие защищенные общего назначения мощностью от 160 до 1600 кВ·А на напряжение от 6 до 15,75 кВ включительно.

ГОСТ 12022-76. Трансформаторы трехфазные силовые масляные общего назначения мощностью от 25 до 630 кВ·А на напряжение до 35 кВ включительно.

ГОСТ 11920-73. Трансформаторы трехфазные силовые масляные общего назначения мощностью от 1000 до 80 000 кВ·А на напряжение до 35 кВ включительно.

ГОСТ 12965-74. Трансформаторы трехфазные силовые масляные общего назначения класса напряжения 110 кВ.

ГОСТ 17546-72. Трансформаторы (и автотрансформаторы) трехфазные масляные общего назначения класса напряжения 150 кВ.

ГОСТ 15957-70. Трансформаторы (и автотрансформаторы) трехфазные силовые масляные общего назначения класса напряжения 220 кВ.

ГОСТ 17545-72. Трансформаторы (и автотрансформаторы) силовые масляные общего назначения класса напряжения до 330 кВ.

ГОСТ 17544-72. Трансформаторы (и автотрансформаторы) силовые масляные общего назначения класса напряжения 500 кВ.

ГОСТ 3484-77. Трансформаторы силовые. Методы испытаний.

ГОСТ 1516.1-76. Электрооборудование переменного тока на напряжение от 3 до 500 кВ. Требования к электрической прочности изоляции.

ГОСТ 1516.2-76. Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытания электрической прочности изоляции.

ГОСТ 14209-69. Трансформаторы (и автотрансформаторы) силовые масляные. Нагрузочная способность.

17-2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ТРАНСФОРМАТОРОВ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Технические данные силовых трансформаторов и некоторых силовых масляных трансформаторов классов напряжения 10, 35, 110, 220, 330, 500 кВ, выпускаемых в настоящее время заводами, даны в табл. 17-1, 17-2, данные силовых сухих трансформаторов — в табл. 17-3.

В таблицы включены только наиболее и наименее мощные трансформаторы каждого класса напряжения, соответствующие определенным ГОСТ. Данные трансформаторов промежуточных мощностей приводятся в соответствующих ГОСТ и в [13].

Буквы и цифры в обозначении типа трансформатора (автотрансформатора) означают (в порядке написания):

Таблица 17-1

Трансформаторы трехфазные силовые масляные общего назначения двух- и трехобмоточные классов напряжения 10, 35, 110 и 220 кВ

Тип	$u_к$, %	Потери, кВт		i_0, %	Масса, т		Габариты, мм (рис. 17-1)		
		$P_х$	$P_к$		полная	масла	H	L	B
а) Двухобмоточные классов напряжения 10 и 35 кВ, соответствующие ГОСТ 12022-76									
ТМ-25/10	4,5	0,135	0,60	3,2	0,38	0,130	1225	1120	460
ТМ-630/10	5,5	1,560	7,60	2,0	3,00	0,955	2150	1750	1275
ТМ-100/35	6,5	0,465	1,97	2,6	1,30	0,460	2200	1330	900
ТМ-630/35	6,5	1,90	7,60	2,0	3,50	1,000	2750	2100	1450
б) Двухобмоточные классов напряжения 10 и 35 кВ, соответствующие ГОСТ 11920-73									
ТМ-1000/10	5,5	2,45	12,2	1,4	5,00	1,54	3000	2700	1750
ТМ-6300-10	6,5	9,00	46,5	0,8	17,30	4,91	4050	4300	3700
ТМ-1000/35	6,5	2,75	12,2	1,5	6,00	2,02	3150	2700	1570
ТДЦ-80000/35	9,5	60,0	280	0,30	78,60	11,90	6100	5950	4550
в) Трехобмоточные класса напряжения 35 кВ, соответствующие ГОСТ 11920-73									
ТМТН-6300/35	—	12,0	55	1,2	25,0	7,28	4500	5200	4300
ТДТН-16000/35	—	28,0	115	0,95	47,0	12,63	5500	6500	4500
г) Двухобмоточные повышающие класса напряжения 110 кВ, ПБВ и без ответвлений, соответствующие ГОСТ 12965-74									
ТДЦ-80000/110	10,5	89	310	0,55	111,0	23,0	7000	7800	5400
ТДЦ-400000/110	10,5	320	900	0,45	296,8	49,0	7750	14 600	8300
д) Двухобмоточные класса напряжения 110 кВ, РПН, соответствующие ГОСТ 12965-74									
ТМН-2500/110	10,5	6,5	22,0	1,5	24,5	10,15	4090	5150	3540
ТРДЦН-63000/110	10,5	70,0	245	0,60	107,2	28,5	6500	8300	4400
е) Трехобмоточные класса напряжения 110 кВ, РПН, соответствующие ГОСТ 12965-74									
ТМТН-6300/110	—	17,0	58	1,2	42,0	15,0	5400	6200	3500
ТДТН-80000/110	—	102	390	0,60	146,0	37,0	7200	9600	4800
ж) Двухобмоточные повышающие класса напряжения 220 кВ, ПБВ и без ответвлений, соответствующие ГОСТ 15957-70									
ТДЦ-125000/220	11,0	135	380	0,50	169	—	7140	9500	5600
ТЦ-630000/220	11,0	380	1300	0,35	374,2	75,0	8100	12 200	5190
з) Двухобмоточные класса напряжения 220 кВ, РПН, соответствующие ГОСТ 15957-70									
ТРДН-32000/220	12,0	53	167	0,90	150	50,5	8350	8900	5500
ТРДЦН-160000/220	12,0	167	525	0,60	249	—	7550	12 300	6000
и) Трехобмоточные класса напряжения 220 кВ, РПН, соответствующие ГОСТ 15957-70									
ТДТН-25000/220	—	50	135	1,2	114,3	50,0	8400	10 160	5120
ТДТН-40000/220	—	66	240	1,1	169,8	61,9	7500	11 100	5400

Таблица 17-2

Трансформаторы силовые масляные двухобмоточные трехфазные и однофазные классов напряжения 330 и 500 кВ

Тип трансформатора	ВН, кВ	НН, кВ	$u_к$, %	Потеря, кВт		i_0, %
				$P_х$	$P_к$	
а) Двухобмоточные повышающие класса напряжения 330 кВ без регулировочных ответвлений, соответствующие ГОСТ 17545-72						
ТДЦ-125000/330	347	10,5; 13,8	11	145	360	0,5
ТЦ-1000000/330	347	24	11,5	480	2200	0,3
б) Двухобмоточные класса напряжения 330 кВ, РПН, соответствующие ГОСТ 17545-72						
ТРДН-32000/330	330	6,3; 10,5	11	82	170	0,85
ТРДН-125000/330	330	10,5	11	180	420	0,5
в) Двухобмоточные повышающие трехфазные класса напряжения 500 кВ, соответствующие ГОСТ 17544-72						
ТДЦ-250000/500	525	13,8; 15,75; 20,0	13	250	600	0,45
ТЦ-630000/500	525	15,75; 20,0; 24	14	500	1300	0,35
г) Двухобмоточные повышающие однофазные класса напряжения 500 кВ без регулировочных ответвлений, соответствующие ГОСТ 17544-72						
ОРДЦ-333000/500	$525/\sqrt{3}$	15,75; 20; 24	12,5	200	950	0,35
ОРЦ-533000/500	$525/\sqrt{3}$	18; 24	13,5	300	1400	0,30

Таблица 17-3

Трансформаторы силовые трехфазные сухие защищенные общего назначения

Тип трансформатора	Номинальная мощность, кВ·А	$u_к$, %	Потери, Вт		i_0, %	Масса, кг	Размеры, мм		
			$P_х$	$P_к$			H	L	B
а) Двухобмоточные на напряжение до 660 В, соответствующие ГОСТ 18619-73									
ТСЗ-10/0,66	10	4,5	90	280	7	150	650	700	440
ТСЗ-160/0,66	160	4,5	710	2060	2,3	800	1150	1150	680
б) Двухобмоточные на напряжение от 10 до 15 кВ, соответствующие ГОСТ 14074-76									
ТСЗ-160/10	160	5,5	700	2700	4,0	1400	1700	1800	950
ТСЗ-1600/10	1600	5,5	4200	16 000	1,5	6500	3200	2650	1350
ТСЗ-250/15	250	8,0	1100	4400	4,0	2200	1850	2300	1200
ТСЗ-1600/15	1600	8,0	4300	16 000	2,0	6800	3200	2600	1350

А — автотрансформатор (трансформатор не имеет обозначения);
Т — трехфазный или О — однофазный;
Р — имеется расщепленная обмотка НН (см. § 10-1).
Одна или две буквы, обозначающие вид охлаждения — по табл. 17-4:
Т — трехобмоточный;
Н — выполнение одной из обмоток с устройством переключения ответвлений (регулирования) под нагрузкой РПН (при отсутствии буквы Н трансформатор или имеет устройство для переключения ответвлений без возбуждения ПБВ, или выполняется без переключающего устройства).

В числителе дроби после буквенного обозначения типа указывается номинальная мощность трансформатора, кВ·А, в знаменателе — класс напряжения обмотки ВН, кВ.

В табл. 17-1, 17-2 приведены данные масляных трансформаторов общего назначения. Габаритные размеры трансформаторов указаны на рис. 17-1. В таблице указана полная масса трансформатора вместе с маслом. Трансформаторы по табл. 17-1, *а* и *б* имеют переключение ответвлений без возбуждения (ПБВ, $\pm 2 \times 2{,}5 = 5\%$).

Для трехобмоточных трансформаторов в таблицах даны максимальные потери короткого замыкания для одного из трех возможных сочетаний пар обмоток ВН—НН, ВН—СН, СН—НН.

Сухие трансформаторы (табл. 17-3) предназначаются для установки в сухих закрытых помещениях с относительной влажностью воздуха не выше 80% при отсутствии в атмосфере помещения агрессивных веществ и пыли. Они пожаробезопасны и получают все большее применение в установках внутри жилых зданий, в промышленных цехах, в лабораториях и т. п. Сухие трансформаторы снабжены защитным кожухом, предохраняющим активные части от попадания посторонних предметов и допускающим поступление охлаждающего воздуха. Все трансформаторы имеют переключение ответвлений без возбуждения (ПБВ) на стороне ВН ($\pm 2 \times 2{,}5\%$).

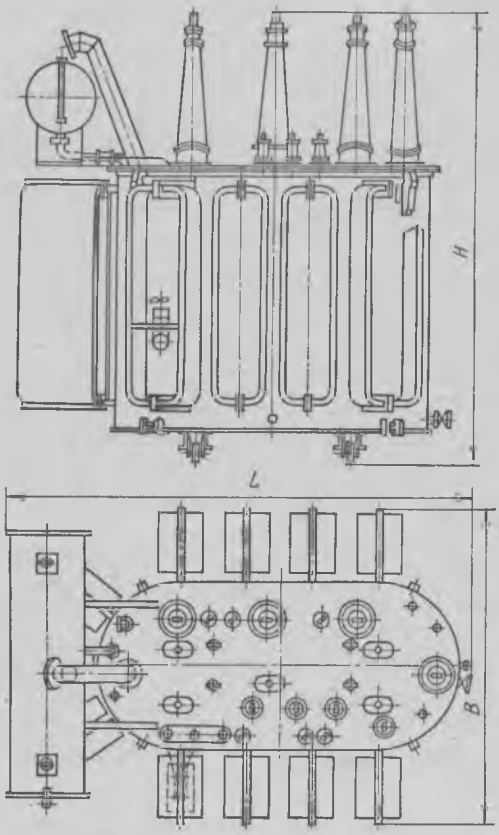


Рис. 17-1. Габаритные размеры масляных трансформаторов.

Трансформаторы малой мощности (менее 4 кВ·А в однофазном и менее 5 кВ·А в трехфазном исполнении) применяются в устройствах радиотехники, электроники, автоматики, связи, промышленного электропривода, для понижения напряжения с целью обеспечения безопасности работы, для питания бытовых электроприборов и т. д.

Их номенклатура чрезвычайно многообразна, и самые краткие сведения об этих трансформаторах заняли бы слишком много места. Поэтому в табл. 17-5 приводятся технические данные только трансформаторов, предназначенных для

Таблица 17-4

Условные обозначения видов охлаждения трансформаторов

Вид охлаждения	Условное обозначение
Сухие трансформаторы	
Естественное воздушное при открытом исполнении	С
То же при защищенном исполнении	СЗ
То же при герметизированном исполнении	СГ
Воздушное с дутьем	СД
Масляные трансформаторы	
Естественное масляное	М
Масляное с дутьем и естественной циркуляцией масла	Д
То же с принудительной циркуляцией масла	ДЦ
Масляно-водяное с естественной циркуляцией масла	МВ
То же с принудительной циркуляцией масла	Ц

Таблица 17-5

Трансформаторы однофазные сухие типа ОСМ

Тип трансформатора	Номинальная мощность, кВ · А	i_0, %	$u_к$, %	Масса, кг	Размеры, мм		
					L	*B*	*H*
ОСМ-0,063	0,063	24	12	1,4	84	115	95
ОСМ-0,1	0,1	24	9,0	2,0	100	120	95
ОСМ-0,16	0,16	23	7,0	3,0	110	140	115
ОСМ-0,25	0,25	22	5,5	4,3	124	145	132
ОСМ-0,40	0,40	20	4,5	6,2	124	170	140
ОСМ-0,63	0,63	19	3,5	9,5	135	210	185
ОСМ-1,00	1,00	18	2,5	14,4	165	210	185

питания цепей управления электроприводов, ламп местного освещения, низковольтных цепей сигнализаций и выпрямителей, собранных по двухполупериодной схеме. Эти трансформаторы изготавливаются в соответствии с ГОСТ 16710-76 с типовым обозначением ОСМ — однофазные, сухие, многоцелевого назначения, в климатических исполнениях: для умеренного климата, тропикостойкие и холодостойкие.

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

18-1. РАЗНОВИДНОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПО ХАРАКТЕРУ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ И ФОРМЕ ПОДВИЖНЫХ ЧАСТЕЙ

Индуктивная электрическая машина состоит из двух основных частей: неподвижной и подвижной (рис. 18-1 и др.).

Неподвижная часть, статор, состоит из магнитопровода *3* той или иной конфигурации, одной или нескольких обмоток *1* и конструктивных деталей *5*, с помощью которых всем элементам статора придается определенное положение в пространстве.

Подвижная часть состоит из магнитопровода *4*, одной или нескольких обмоток *2*, а также конструктивных деталей, с помощью которых обеспечивается перемещение подвижной части относительно неподвижной в определенном направлении и передается сопряженной машине преобразованная механическая энергия.

Подвижные и неподвижные обмотки получают питание от электрических сетей, к которым они присоединены непосредственно или через преобразователи частоты. Для связи с подвижными обмотками используются скользящие контакты. Обычно подвижная часть машины обладает одной степенью свободы перемещения (перемещение в остальных возможных направлениях исключается с помощью опор *7* того или иного исполнения).

Наибольшее распространение получили машины, в которых подвижная часть вращается, изменяя свое угловое положение относительно статора. Такие машины называются вращающимися, а их подвижная часть — ротором.

Чаще всего встречаются вращающиеся машины, в которых цилиндрический ротор располагается внутри статора, имеющего форму полого цилиндра. Они называются цилиндрическими вращающимися машинами или просто вращающимися машинами (рис. 18-1).

Иногда с целью увеличения момента инерции вращающихся частей ротор, имеющий форму кольца, располагают снаружи статора. В этом случае применяют название — машина с внешним ротором.

Возможно также исполнение вращающейся машины, в котором статор и ротор имеют форму дисков, обращенных друг к другу плоскими торцевыми поверхностями. Такие вращающиеся машины называют т о р ц е в ы м и (рис. 18-2).

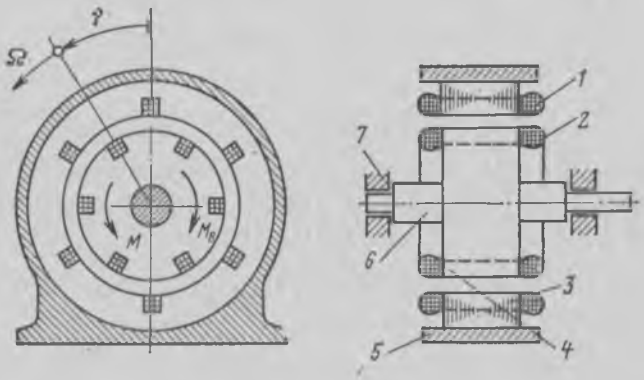


Рис. 18-1. Вращающаяся (цилиндрическая) машина.

1 — обмотки статора; *2* — обмотки ротора; *3* — сердечник статора; *4* — сердечник ротора; *5* — конструктивные детали статора; *6* — вал ротора; *7* — аксиально-радиальные опоры.

Значительно реже применяются электрические машины, в которых подвижная часть перемещается поступательно, изменяя свое линейное положение относительно статора. Такие машины называются л и н е й н ы м и и имеют два возможных исполнения: п л о с к о е и л и ц и л и н д р и ч е с к о е.

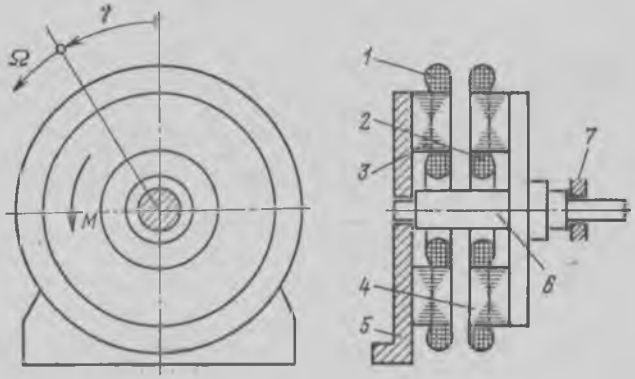


Рис. 18-2. Вращающаяся торцевая машина.

Обозначения см. рис. 18-1.

В плоской линейной машине подвижный и неподвижный магнитопроводы имеют форму параллелепипедов, обращенных друг к другу плоскими гранями (рис. 18-3). В цилиндрической линейной машине подвижный магнитопровод цилиндрической формы перемещается в осевом направлении внутри неподвижного магнитопровода коль-

цеобразной формы (рис. 18-4). Плоские линейные электрические машины могут использоваться, например, для приведения в движение электрифицированного рельсового транспорта, особенно при больших скоростях перемещения (более 200—300 км/ч). Цилиндрические — пригодны для линейного перемещения рабочих органов различных механизмов.

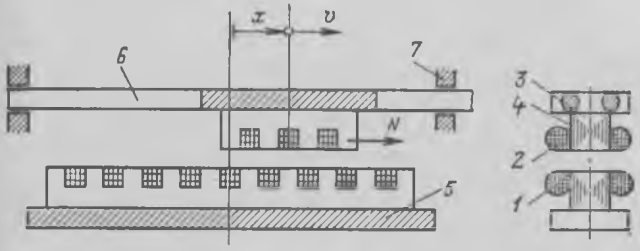


Рис. 18-3. Линейная плоская машина.

1 — обмотки статора; *2* — обмотки подвижной части; *3* — сердечник статора; *4* — сердечник подвижной части; *5* — конструктивные детали статора; *6* — шток подвижной части; *7* — опоры.

Встречаются также вращающиеся и линейные электрические машины, в которых подвижная часть совершает колебательное движение. Колебания вращающейся части могут потребоваться, например, для приведения в движение балансира электрических часов. Колебания поступательно перемещающейся части используются, например, в электрической машине, приводящей в действие ударную часть отбойного инструмента.

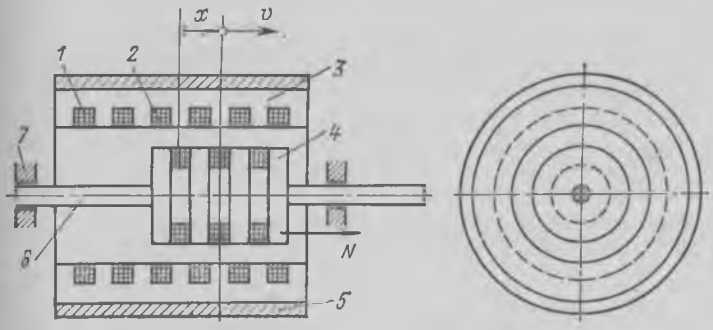


Рис. 18-4. Линейная цилиндрическая машина.

1 — обмотки статора; *2* — обмотки подвижной части; *3* — сердечник статора; *4* — сердечник подвижной части; *5* — конструктивные детали статора; *6* — шток подвижной части; *7* — опоры.

Для преобразования параметров преобразуемой механической энергии (формы и параметров движения, при котором осуществляется передача механической энергии) между машиной и источником (или потребителем) механической энергии может быть установлен механический преобразователь.

Роль механического преобразователя аналогична роли электрического преобразователя частоты, связывающего электрическую машину с сетью. Механический преобразователь часто встраивается в машину, представляя с ней одно целое. Наиболее распространенным механическим преобразователем является зубчатый или планетарный редуктор (мультипликатор), предназначенный для уменьшения или увеличения частоты вращения вала (рис. 18-5).

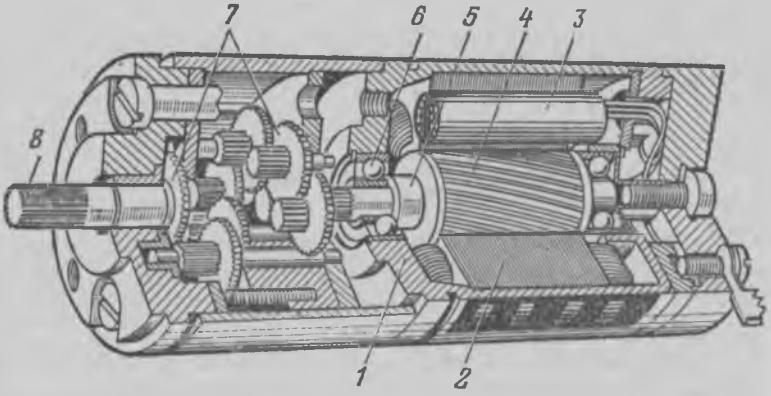


Рис. 18-5. Вращающаяся электрическая машина со встроенным редуктором.

1 — станина; *2* — сердечник статора; *3* — обмотка статора; *4* — ротор; *5* — вал ротора; *6* — шариковый подшипник; *7* — редуктор; *8* — вал редуктора.

Для преобразования вращательного движения в поступательное может использоваться червячная передача, зубчатая реечная передача или фрикционная передача. Для преобразования качаний или колебаний во вращательное или поступательное движение используются различного рода храповики.

Однако электрические машины чаще всего выполняются без механического преобразователя.

18-2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

Рассмотрим вращающуюся индуктивную машину с произвольным числом s контуров обмоток, размещающихся в пазах или на наружной поверхности магнитопроводов статора и ротора. Каждый из этих контуров может состоять из многих катушек, соединенных по той или иной схеме. Магнитопроводы также могут иметь произвольную конфигурацию. На рис. 18-6 показан пример такой машины с общим числом контуров $s = 5$, причем два из них (с номерами *1* и *2*) располагаются на статоре, а три (с номерами *3*, *4* и *5*) — на роторе.

Электромагнитные процессы в индуктивной машине описываются системой уравнений Кирхгофа для контуров обмоток и уравнениями движения ротора. В линейном приближении (при допущении о бес-

конечно большой проницаемости материала магнитопроводов) потокосцепление любого контура, например k-го (k принимает значения от $k = 1$ до $k = s$), может быть выражено через токи в обмотках i_n, индуктивность k-й обмотки L_{kk} и взаимные индуктивности k-й обмотки со всеми прочими обмотками L_{kn}, где n принимает любые значения от $n = 1$ до $n = s$, кроме $n = k$

$$\Psi_k = \sum_{n=1}^{s} \Psi_{kn} = \sum_{n=1}^{s} i_n L_{kn}.$$

На взаимные индуктивности и индуктивности обмоток во многих случаях оказывает существенное влияние зубчатость магнитопроводов. При резко выраженной зубчатости при вращении ротора изменяются не только взаимная индуктивность между контурами статора и контурами ротора, но и взаимные индуктивности между контурами, расположенными на одной и той же части машины, а также индуктивности всех контуров.

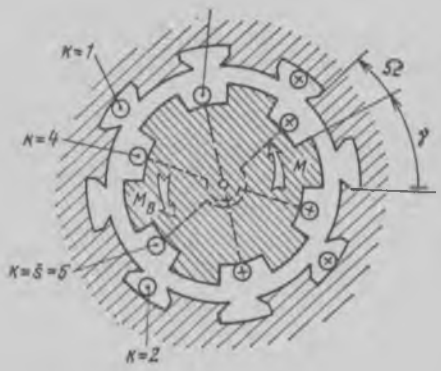


Рис. 18-6. Многообмоточная вращающаяся электрическая машина.

В общем случае все индуктивности L_{kk} и взаимные индуктивности L_{kn} зависят от размеров обмоток и магнитопроводов и являются функциями углового положения ротора $L_{kn} = f(\gamma)$. Система уравнений Кирхгофа для напряжений обмоток состоит из s уравнений, составленных для каждого из контуров. Уравнение для k-го контура имеет вид:

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\Psi_k}{dt} = R_k i_k + \sum_{n=1}^{s} \left(L_{kn} \frac{di_n}{dt} + i_n \Omega \frac{dL_{kn}}{d\gamma} \right), \qquad (18\text{-}1)$$

где $-L_{kn} \frac{di_n}{dt}$ — трансформаторная ЭДС, связанная с изменением тока в n-м контуре;

$-i_n \frac{dL_{kn}}{dt} = -i_n \Omega \frac{dL_{kn}}{d\gamma}$ — ЭДС вращения, связанная с изменением взаимной индуктивности с n-м контуром (при $n \neq k$) или с изменением индуктивности k-го контура (при $n = k$).

Таким образом, ЭДС, индуктируемые в контуре k, представляются в соответствии с (18-1) в виде сумм ЭДС различной природы: трансформаторных ЭДС, связанных с изменением токов в обмотках при фиксированных взаимных индуктивностях (или

индуктивностях),

$$-\sum_{n=1}^{s} L_{kn}\frac{di_n}{dt},$$

и ЭДС вращения, связанных с изменением взаимных индуктивностей (или индуктивностей) при фиксированных токах,

$$-\Omega\sum_{n=1}^{s} i_n\frac{dL_{kn}}{d\gamma}.$$

Термин трансформаторная ЭДС возник в связи с тем, что ЭДС той же природы индуктируются во взаимно неподвижных обмотках трансформаторов; термин ЭДС вращения напоминает о том, что эта ЭДС появляется только при вращении ротора с некоторой угловой скоростью

$$\Omega = d\gamma/dt.$$

Для контуров, присоединенных к внешней электрической сети, напряжение u_k в (18-1) понимается как ЭДС этой сети. Для короткозамкнутых контуров $u_k = 0$.

Механическую мощность, преобразованную машиной из электрической мощности, можно выразить через величины ее электрических цепей, исходя из закона сохранения энергии. Начать следует с определения мгновенной электрической мощности, поступающей в контур k из сети, которая к нему присоединена:

$$p_k = u_k i_k = R_k i_k^2 + i_k\sum_{n=1}^{s} L_{kn}\frac{di_n}{dt} + i_k\Omega\sum_{n=1}^{s} i_n\frac{dL_{kn}}{d\gamma}.$$

Суммируя мощности всех контуров, находим полную мгновенную электрическую мощность, поступающую в контуры машины:

$$\sum_{k=1}^{s} p_k = \sum_{k=1}^{s} R_k i_k^2 + \sum_{k=1}^{s} i_k\sum_{n=1}^{s} L_{kn}\frac{di_n}{dt} + \Omega\sum_{k=1}^{s} i_k\sum_{n=1}^{s} i_n\frac{dL_{kn}}{d\gamma}. \quad (18\text{-}2)$$

Известная часть мощности $\sum_{k=1}^{s} p_k$, поступающей в контуры, а именно $\sum_{k=1}^{s} R_k i_k^2$, выделяется в виде тепла в активных сопротивлениях R_k контуров и представляет собой потери мощности при преобразовании. Другая часть мощности $\sum_{k=1}^{s} p_k$ идет на изменение энергии магнитного поля в машине вследствие изменения токов в контурах и индуктивностей. Так как энергия

магнитного поля

$$W = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} i_n L_{kn}, \qquad (18\text{-}3)$$

ее полное приращение за время dt, в течение которого i_k, i_n и L_{kn} имеют приращения di_k, di_n, dL_{kn}, равно:

$$dW = \frac{\partial W}{\partial i_k} di_k + \frac{\partial W}{\partial i_n} di_n + \frac{\partial W}{\partial L_{kn}} dL_{kn} =$$

$$= \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} L_{kn} di_n + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} i_n dL_{kn}.$$

Поэтому на изменение энергии магнитного поля расходуется мощность

$$p_W = \frac{dW}{dt} = \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} L_{kn} \frac{di_n}{dt} + \frac{\Omega}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} i_n \frac{dL_{kn}}{d\gamma}, \qquad (18\text{-}4)$$

соответствующая второму члену и половине третьего члена в выражении (18-2). Таким образом, на изменение энергии магнитного поля идет полностью сумма мощностей, определяемых как произведения токов контуров на трансформаторную ЭДС, а также полусумма мощностей, определяемых как произведения токов контуров на ЭДС вращения.

Остальная мощность преобразуется в механическую мощность, передаваемую через вал к сопряженной машине:

$$p_{мех} = \sum_{k=1}^{s} p_k - p_э - p_W = \frac{\Omega}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} i_n \frac{dL_{kn}}{d\gamma}. \qquad (18\text{-}5)$$

Из (18-1), (18-2) и (18-5) следует, что механическая мощность равна полусумме мощностей, определяемых как произведения токов контуров на ЭДС вращения. Это позволяет сделать вывод, что электромеханическое преобразование энергии связано только с ЭДС вращения, в то время как трансформаторные ЭДС в этом преобразовании участия не принимают. Заметим, что мощность, расходуемая на изменение энергии магнитного поля, не теряется безвозвратно и в среднем равна нулю. Это объясняется тем, что во вращающейся машине все величины (токи, индуктивности, взаимные индуктивности и т. д.) изменяются периодически. Через интервал времени, равный одному периоду, все величины, и в том числе энергия магнитного поля, снова приобретают те же значения, которые имели в начале периода $W_{(t)} = W_{(t+T)}$. Это означает, что изменение энергии магнитного поля в течение периода равно нулю, т. е.

$$\int_{t}^{t+T} dW = W_{(t+T)} - W_{(t)} = 0.$$

В течение части периода, когда энергия магнитного поля возрастает ($dW > 0$), мощность p_W по (18-4) положительна ($p_W > 0$), и энергия, необходимая для образования магнитного поля, поступает из электрических сетей в контуры. В течение остальной части периода $p_W < 0$ и запасенная в магнитном поле энергия снова возвращается в электрические сети.

Обмен энергией между машиной и электрическими сетями происходит при этом таким образом, что энергия, потребляемая из сетей, в среднем за период равна нулю. Мерой интенсивности этого обмена энергией является так называемая реактивная (или намагничивающая) мощность, под которой (при однофазном питании и гармоническом изменении величин) понимается максимальная мгновенная мощность, потребляемая из электрических сетей для образования магнитного поля в машине,

$$Q = \left| \frac{dW}{dt} \right|_{max}.$$

Вспомнив, что электромагнитный момент M, действующий на ротор в данное мгновение, выражается через мгновенную механическую мощность $p_{мех}$ по (18-5) и, сравнив полученное выражение с (18-3), найдем:

$$M = \frac{p_{мех}}{\Omega} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{s} i_k \sum_{n=1}^{s} i_n \frac{dL_{kn}}{d\gamma} = \left(\frac{dW}{d\gamma}\right) \quad (i_k = \text{const}). \qquad (18\text{-}6)$$

Таким образом, в машине с линейной магнитной цепью электромагнитный момент равен частной производной энергии магнитного поля W по углу поворота ротора γ при фиксированных токах в контурах ($i_k = \text{const}$, $i_n = \text{const}$). Если эта производная положительна, то момент направлен в сторону вращения (или возрастания угла γ) и происходит преобразование электрической энергии в механическую; если производная отрицательна, то происходит обратное преобразование.

Уравнение (18-6) может быть распространено и на машины с нелинейными магнитопроводами, если изменение энергии магнитного поля dW при повороте на угол $d\gamma$ определяется с помощью ЭВМ не только при $i_k = \text{const}$, но и при $\mu_{aj} = \text{const}$. В любом j-м элементе магнитной цепи (магнитные проницаемости $\mu_{aj} = \text{const}$ в каждом из элементов j должны быть определены в результате расчета магнитной цепи при токах $i_k = \text{const}$ в положении ротора, характеризуемом углом γ).

Если заданы напряжения u_k на выводах обмоток, известны зависимости $L_{kn} = f(\gamma)$ и задана угловая скорость ротора Ω, то токи могут быть определены из системы (18-1). После этого момент рассчитывается с помощью (18-6), где $\gamma = \Omega t$.

Если угловая скорость неизвестна, а задан внешний момент M_0, приложенный к валу машины, то совместно с (18-1) и (18-6) должна

быть рассмотрена система уравнений движения

$$M - M_{в} = J\frac{d\Omega}{dt}, \quad \Omega = \Omega_{нач} + \int_{0}^{t}\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)dt, \quad \gamma = \gamma_{нач} + \int_{0}^{t}\Omega\, dt. \qquad (18\text{-}7)$$

Полученное математическое описание явлений в многоконтурной вращающейся машине можно распространить на линейную машину, подвижная часть которой перемещается относительно статора поступательно.

Уравнения линейной машины отличаются от вышеописанных только тем, что в них вместо углового перемещения γ следует ввести линейное перемещение x; вместо электромагнитного момента M — электромагнитную силу N, действующую в направлении перемещения; вместо угловой скорости Ω — линейную скорость v; вместо углового ускорения $d\Omega/dt$ — линейное ускорение dv/dt; вместо внешнего момента $M_{в}$ — внешнюю силу $N_{в}$ и вместо момента инерции ротора J — массу подвижной части m.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

СПОСОБЫ ПОЛУЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

19-1. НЕОБХОДИМОЕ УСЛОВИЕ ПОЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ

Анализируя уравнение (18-6), можно прийти к выводу, что *непременным условием осуществления в машине электромеханического преобразования является изменение индуктивностей или взаимных индуктивностей обмоток при повороте ротора.* Машина может выполнять свои функции, если производная хотя бы одного параметра по углу поворота ротора не равна нулю

$$dL_{kn}/d\gamma \neq 0,$$

так как только в этом случае $M \neq 0$ и $P_{мех} \neq 0$.

Это условие является необходимым, но не достаточным для получения однонаправленного непрерывного механического преобразования, так как требуется еще, чтобы токи в обмотках k и n изменялись таким образом, чтобы не только мгновенные, но и средние значения электромагнитного момента M и мощности $P_{мех}$ были достаточно велики.

Поскольку в технически осуществимых конструкциях магнитные поля, потокосцепления, индуктивности и взаимные индуктивности не могут быть монотонно возрастающими функциями токов и угла поворота ротора γ, единственно возможным является случай их периодического изменения в функции угла γ, когда производные $dL_{kn}/d\gamma$ также изменяются периодически.

Для получения периодической зависимости параметров L_{kn} от угла поворота ротора γ *необходимо, чтобы при протекании тока по обмотке n образовывалось магнитное поле, периодически изменяющееся в пространстве* (в тангенциальном направлении вдоль зазора).

Можно указать следующие сочетания конструкции обмоток и магнитопроводов, которые позволяют получить периодические поля.

19-2. ЦИЛИНДРИЧЕСКАЯ (БАРАБАННАЯ) РАЗНОИМЕННОПОЛЮСНАЯ ОБМОТКА

Проводники такой обмотки размещаются в пазах на цилиндрической или торцевой (в торцевых машинах) поверхности магнитопровода, имеющего форму цилиндра или кольцевого цилиндра (тороида) [1]. Как видно из рис. 19-1, *а*, для этой обмотки характерно периодическое чередование направлений токов в проводниках на поверхности магнитопровода, обращенной к зазору. При таком чередовании направлений токов образуется периодически изменяющееся в пространстве поле (поверхность магнитопровода намагничивается «разноименнополюсно» — при перемещении по окружности за северным полюсом следует южный, за южным — северный и т. д.).

В зависимости от расстояния между зонами A и X, в которых лежат проводники с чередующимися направлениями токов, обмотка образует поле с тем или иным числом периодов или, как говорят, числом пар полюсов p (рис. 19-2).

Если расстояние между зонами с чередующимися направлениями токов, отсчитываемое по средней поверхности зазора с радиусом R и называемое полюсным делением или длиной полупериода обмотки, обозначить τ (см. рис. 19-1, *а* и 19-2), то число периодов поля определяется по формуле

$$p = \frac{\pi D}{2\tau} = \frac{\pi R}{\tau}. \qquad (19\text{-}1)$$

Наиболее просто устроена обмотка, образующая поле с одним периодом ($p = 1$). Такая обмотка называется однопериодной или двухполюсной. Обмотки, образующие поле с несколькими периодами ($p > 1$), называются многопериодными или многополюсными.

Соединения между проводниками цилиндрической обмотки, расположенными на поверхности зазора, выполняются различными способами, однако во всех случаях соединения не охватывают тороидальное ярмо магнитопровода. Катушки образуются из одного или нескольких витков. В пазу могут располагаться одна (рис. 19-1, *а*

[1] В электрических машинах с гладкими магнитопроводами обмотки располагаются на наружной поверхности магнитопровода.

и 19-2, *а*) или две (рис. 19-2, *б*, *в*) катушечные стороны. В первом случае обмотка называется о д н о с л о й н о й, во втором — д в у х с л о й н о й (если стороны катушек располагаются по высоте паза

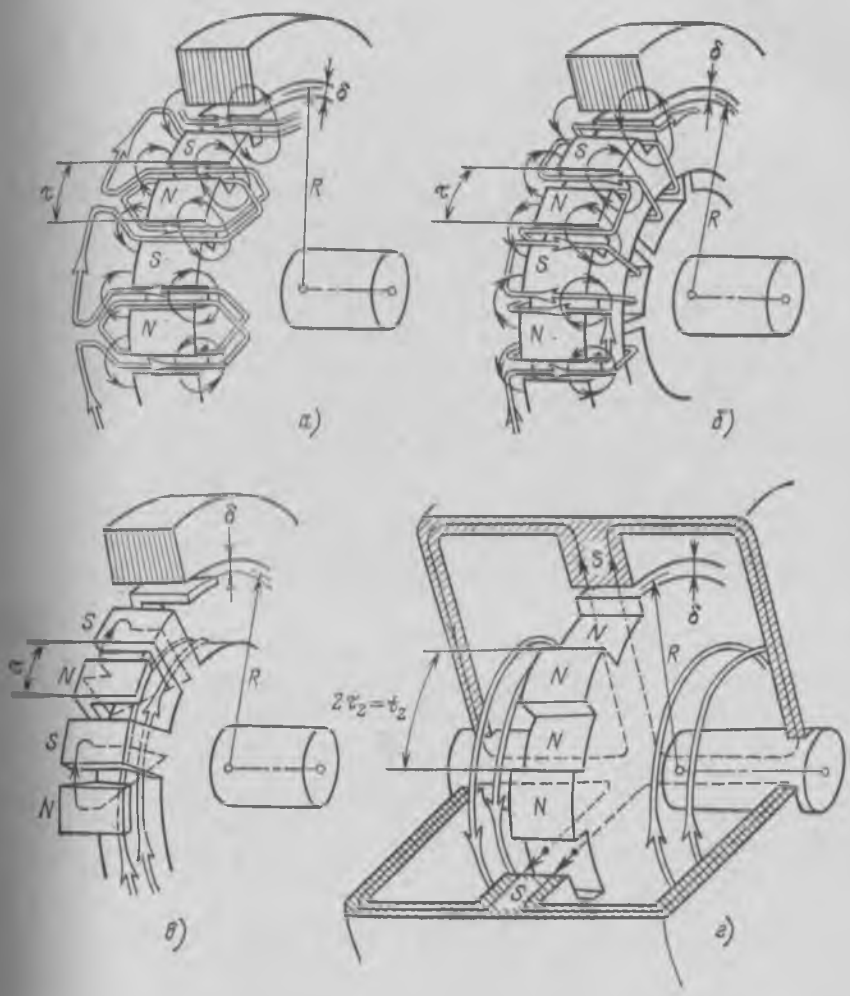


Рис. 19-1. Возможные способы образования периодического магнитного поля во вращающихся электрических машинах.

а — цилиндрическая (барабанная) разноименнополюсная обмотка; *б* — торондальная разноименнополюсная обмотка; *в* — кольцеобразная обмотка и когтеобразный магнитопровод; *г* — кольцеобразная одноименнополюсная обмотка и зубчатый магнитопровод.

друг над другом в два слоя, рис. 19-2, *б*) или д в у х р я д н о й (если стороны катушек располагаются в пазу рядом, рис. 19-2, *в*).

Часто оказывается удобным размещать проводники с одинаковыми направлениями токов не в одном пазу (рис. 19-2, *а*—*в*), а в нескольких пазах, например в трех (рис. 19-2, *г*). Число пазов, зани-

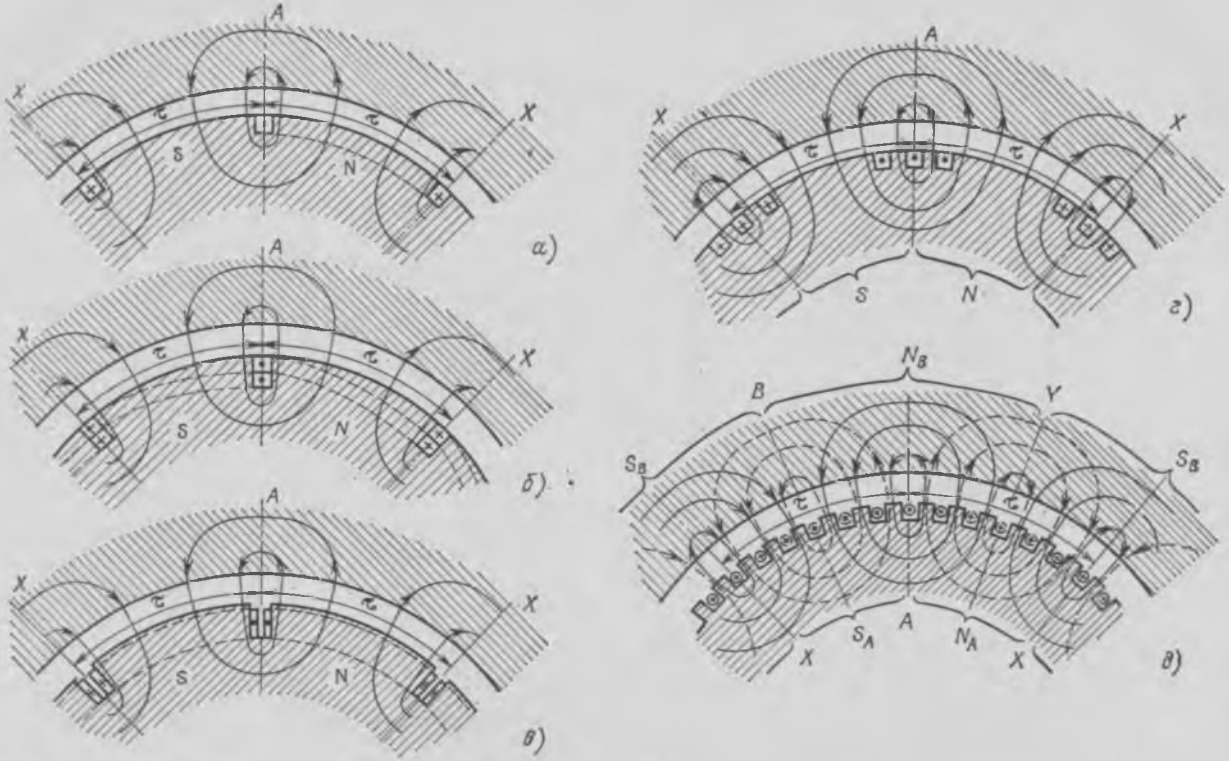


Рис. 19-2. Цилиндрические (барабанные) разноименнополюсные обмотки.

а — однослойная однофазная сосредоточенная обмотка; *б* — двухслойная однофазная сосредоточенная обмотка; *в* — двухрядная однофазная сосредоточенная обмотка; *г* — однослойная однофазная распределенная обмотка ($q = 3$); *д* — однослойная двухфазная распределенная обмотка ($q = 3$).

маемых фазной зоной однослойной обмотки (т. е. зоной проводов фазы с одинаковым направлением токов), называется числом пазов обмотки на полюс и обозначается q.

Если число пазов на полюс $q = 1$, обмотка называется сосредоточенной, если $q > 1$ — распределенной. В пазах магнитопровода может быть размещено несколько одинаковых разноименнополюсных обмоток, образующих поля с одним и тем же числом пространственных периодов p и питающихся от многофазной электрической сети. Такая система из нескольких цилиндрических обмоток называется многофазной обмоткой. Как видно из рис. 19-2, *д*, на котором изображена двухфазная обмотка, каждая из фаз представляет собой распределенную разноименнополюсную обмотку с числом пазов на полюс $q = 3$ (рис. 19-2, *г*). Фаза A состоит из зон с прямым направлением токов (A) и зон с обратным направлением токов (X) с расстоянием между соседними зонами, равным τ. Фаза B состоит из зон с прямым направлением токов (B) и зон с обратным направлением токов (Y). Зоны пазов фазы B размещаются между зонами пазов фазы A и оказываются смещенными по отношению к зонам фазы A на четверть периода $\tau/2$.

Аналогично может быть образована многофазная обмотка с числом фаз m. В этом случае число пазов на полюс и фазу q должно быть определено по формуле

$$q = \frac{Z}{2pm}, \qquad (19\text{-}2)$$

где Z — общее число пазов магнитопровода. Соседние зоны данной фазы должны быть смещены на расстояние τ, а зоны соседних фаз — на расстояние τ/m.

19-3. ТОРОИДАЛЬНАЯ РАЗНОИМЕННОПОЛЮСНАЯ ОБМОТКА

Тороидальная обмотка (рис. 19-1, *б*) отличается от цилиндрической только тем, что соединения между ее проводниками с токами одного направления охватывают тороид магнитопровода. С точки зрения образования поля в зазоре эта обмотка при одинаковой структуре проводников на поверхности, обращенной к зазору, ничем не отличается от цилиндрической обмотки. Она также образует периодически изменяющееся в пространстве поле и имеет те же разновидности, что и цилиндрическая обмотка (тороидальная обмотка имеет некоторые технологические преимущества в малых электрических машинах).

19-4. КОЛЬЦЕОБРАЗНАЯ ОБМОТКА И КОГТЕОБРАЗНЫЙ МАГНИТОПРОВОД

В отличие от предыдущих исполнений, в которых периодическое разноименнополюсное поле получалось за счет чередования направлений токов, в этом исполнении (рис. 19-1, *в*) периодичность

поля в зазоре достигается за счет чередования направлений, в которых когтеобразные зубцы магнитопровода охватывают кольцеобразную обмотку с током. В отношении образования периодического поля это исполнение равноценно предыдущим.

Недостатком конструкции является повышенное магнитное рассеяние между когтеобразными полюсами.

Достоинство конструкции — простота изготовления обмотки.

Область применения конструкции — малые электрические машины, а также машины средней мощности в особых исполнениях.

19-5. КОЛЬЦЕОБРАЗНАЯ ОДНОИМЕННОПОЛЮСНАЯ (УНИПОЛЯРНАЯ) ОБМОТКА И ЗУБЧАТЫЙ МАГНИТОПРОВОД

Кольцеобразная обмотка, катушки которой охватывают вал машины, образует в зазоре одноименнополюсное (униполярное) поле. Для направления токов, показанного на рис. 19-1, *г*, поверхность внутреннего магнитопровода имеет северную полярность, а наружного — южную.

Периодическое изменение индукции поля в зазоре достигается за счет зубчатости поверхности магнитопровода, обращенной к зазору. Если другая поверхность зазора гладкая или имеет маловыраженную зубчатость, то в зоне впадины (паза) удельная магнитная проводимость на единицу длины будет меньше, чем в зоне выступа (зубца). Соответственно магнитная индукция будет в зоне выступа больше, чем в зоне впадины.

Пространственный период изменения магнитной индукции в зазоре будет равен расстоянию между соседними зубцами t_Z. Число периодов поля

$$p = \frac{\pi D}{t_Z} = Z, \qquad (19\text{-}3)$$

где Z — число зубцов магнитопровода.

Преимуществом этого исполнения является возможность получения значительно большего числа периодов поля, чем при других исполнениях, поскольку уменьшение размеров пазов не лимитируется необходимостью размещения в них проводников обмотки (кольцевая обмотка вынесена).

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

ВОЗМОЖНЫЕ ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

20-1. МОДИФИКАЦИИ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ ИСПОЛНЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

В предыдущей главе были описаны способы получения периодического магнитного поля в электрических машинах. Теперь нужно выяснить, каким образом должна быть устроена электрическая

машина, чтобы индуктивности или взаимные индуктивности ее обмоток зависели от углового положения ротора и изменялись периодически во времени при вращении ротора.

Известны три принципиальных исполнения электрической машины, которые дают возможность получить требуемый эффект изменения индуктивностей или взаимных индуктивностей:

1) машина с одной обмоткой на статоре и одной обмоткой на роторе;

2) машина с одной обмоткой на статоре и с зубчатым магнитопроводом ротора;

3) машина с двумя обмотками на статоре и с зубчатым магнитопроводом ротора.

Каждое из этих исполнений имеет дополнительные модификации. Как разъяснено в гл. 19, для образования двух принципиально различных полей в зазоре электрических машин, разноименнополюсного и одноименнополюсного, используются две разновидности обмоток, *разноименнополюсные* и *одноименнополюсные*. Разноименнополюсные обмотки могут быть как однофазными, так и многофазными; одноименнополюсные — только однофазными, причем однофазная обмотка может питаться переменным или постоянным током. Вместо однофазной разноименнополюсной обмотки иногда применяется кольцевая обмотка, размещающаяся в когтеобразном магнитопроводе.

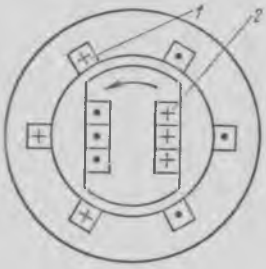
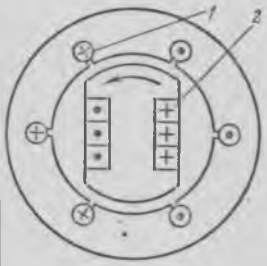
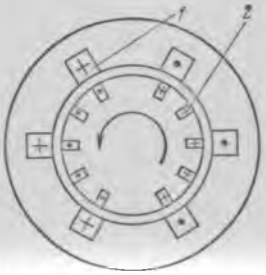
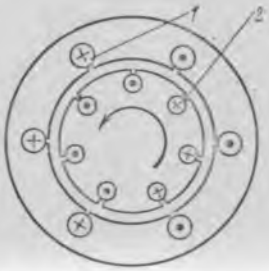
В зависимости от формы поверхности, обращенной в сторону зазора, различают две качественно отличающихся конструкции магнитопроводов: *зубчатые* и *гладкие*. *Зубчатыми* называют магнитопроводы с сильно выраженной зубчатостью, пазы которых имеют относительно большое открытие в сторону зазора. Для этих магнитопроводов характерно существенное влияние открытий, а иногда и формы пазов на магнитную проводимость зазора. С целью получения необходимой формы магнитного поля зубцам придается особая форма.

Наоборот, *гладкими* здесь называются магнитопроводы со слабо выраженной зубчатостью, пазы которых имеют небольшое (по сравнению с зазором) открытие, а зазор между поверхностью зубца и другим магнитопроводом постоянен. Для этих магнитопроводов характерно пренебрежимо малое влияние открытий пазов на магнитную проводимость зазора. Последняя получается почти такой же, как при гладком зазоре.

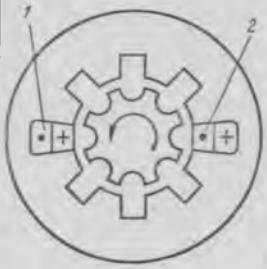
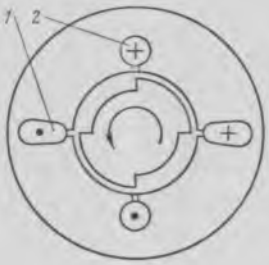
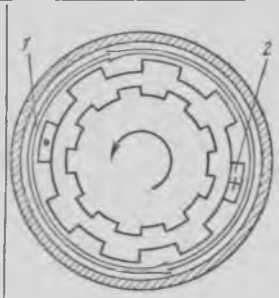
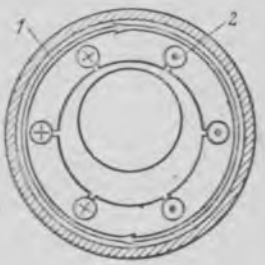
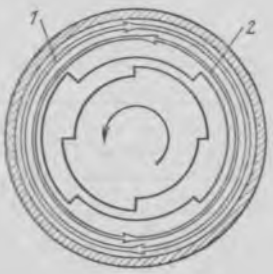
Зубчатыми выполняются магнитопроводы электрических машин, преобразование энергии в которых связано с периодическими изменениями проводимости зазора. В ряде случаев зубчатые магнитопроводы со специально подобранными размерами зубцов используются для получения желательной формы поля в зазоре (явнополюсные роторы синхронных машин и статоры машин постоянного тока). Кроме того, свойства зубчатых приобретают магнитопроводы, пазы которых для удобства укладки обмотки делают открытыми. Применение открытых пазов вместо полузакрытых с малым откры-

Таблица 20-1

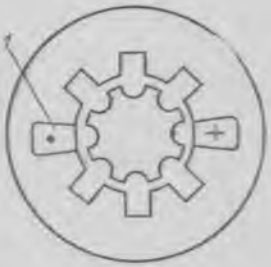
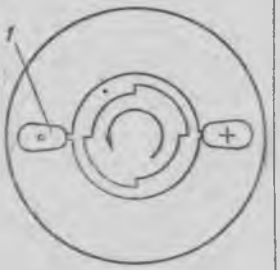
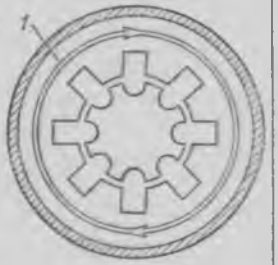
Возможные модификации принципиальных исполнений электрических машин переменного тока

Обмотка 2			Обмотка 1, расположенная на статоре: Разноименнополюсная A: Магнитопровод статора зубчатый	Разноименнополюсная B: Магнитопровод статора гладкий	Одноименнополюсная C: Магнитопровод статора зубчатый	Одноименнополюсная D: Магнитопровод статора гладкий
Разноименнополюсная на роторе	1	Магнитопровод ротора зубчатый			Аналогично C3 (но не обеспечивает бесконтактность)	Электромеханическое преобразование невозможно
	2	Магнитопровод ротора гладкий			Аналогично D3 (но не обеспечивает бесконтактность)	

Продолжение табл. 20-1

Обмотка 2			Обмотка 1, расположенная на статоре: Разноименнополюсная A: Магнитопровод статора зубчатый	Разноименнополюсная B: Магнитопровод статора гладкий	Одноименнополюсная C: Магнитопровод статора зубчатый	Одноименнополюсная D: Магнитопровод статора гладкий
Разноименнополюсная на статоре	3	Магнитопровод ротора зубчатый				
	4	Магнитопровод ротора гладкий	Электромеханическое преобразование невозможно			
Одноименнополюсная на статоре	5	Магнитопровод ротора зубчатый	Аналогично C3	Аналогично D3		Электромеханическое преобразование невозможно

Продолжение табл. 20-1

Обмотка 2			Обмотка 1, расположенная на статоре							
			Разноименнополюсная				Одноименнополюсная			
			A	Магнитопровод статора зубчатый	B	Магнитопровод статора гладкий	C	Магнитопровод статора зубчатый	D	Магнитопровод статора гладкий
Одноименнополюсная на статоре	6	Магнитопровод ротора гладкий	Электромеханическое преобразование невозможно							
Отсутствует	7	Магнитопровод ротора зубчатый							Электромеханическое преобразование невозможно	
	8	Магнитопровод ротора гладкий	Электромеханическое преобразование невозможно							

Примечание. Обмотка *1* в разноименнополюсном исполнении может быть однофазной или многофазной; в одноименнополюсном исполнении — только однофазной.

тием приводит к увеличению добавочных пульсационных потерь и оправдывается только технологическими соображениями. Во всех случаях, когда по технологическим соображениям могут быть применены пазы с малым открытием, предпочтительна конструкция гладкого магнитопровода, при которой добавочные потери минимальны.

Модификации принципиальных исполнений электрических машин, охватывающие возможные сочетания обмоток и магнитопроводов статора и ротора, представлены в табл. 20-1. В таблицу включены модификации, связанные с применением двух принципиально различных типов обмоток — разноименнополюсных и одноименнополюсных и двух возможных конструкций магнитопроводов — зубчатых и гладких.

Модификации с кольцевой обмоткой и когтеобразным магнитопроводом в таблицу не включены, поскольку такая машина по своим свойствам тождественна машине с соответствующей однофазной разноименнополюсной обмоткой. По той же причине нет нужды рассматривать особо цилиндрические и тороидальные разноименнополюсные обмотки. Наиболее важные из возможных модификаций табл. 20-1 рассматриваются подробнее в следующих параграфах главы.

20-2. МАШИНА С ОДНОЙ ОБМОТКОЙ НА СТАТОРЕ И ОДНОЙ ОБМОТКОЙ НА РОТОРЕ

В этом исполнении электромеханическое преобразование энергии происходит главным образом за счет изменения взаимного расположения обмоток и изменения взаимной индуктивности между ними при вращении ротора; изменения взаимной индуктивности и индуктивностей обмоток за счет зубчатости магнитопроводов имеют второстепенное значение.

В рассматриваемом исполнении используются только разноименнополюсные обмотки статора *1* и ротора *2*. Магнитопровод ротора выполняется или зубчатым (в частности, явнополюсным), или гладким. Магнитопровод статора также может быть зубчатым или гладким. Таким образом, исполнение включает четыре модификации (А1, А2, В1, В2), представленные в табл. 20-1. На рис. 20-1 показана четырехполюсная машина с однофазными разноименнополюсными обмотками (*1* и *2*) на статоре и роторе и гладкими магнитопроводами (*3* и *4*) статора и ротора (модификация В2 по табл. 20-1).

Токи в обмотках (i_1 или i_2) образуют четырехполюсное ($p = 2$) магнитное поле (на рисунке изображены только линии магнитного поля от тока i_2). Зависимость взаимной индуктивности между обмотками L_{12} и индуктивностей L_{11} (L_{22}) от угла γ между осями обмоток *1* и *2* приведена на том же рисунке. Видно, что взаимная индуктивность L_{12}, пропорциональная потокосцеплению магнитного поля от тока i_2 с витками катушек обмотки *1*, максимальна при угле $\gamma = 0$, когда оси катушек совпадают. При смещении оси

катушки *2* относительно оси катушки *1* на угол $\gamma = \pi/4$, которое соответствует линейному смещению вдоль окружности зазора на $\tau/2$ или на четверть периода поля, потокосцепление с катушкой *1* и взаимная индуктивность будут равны нулю. Период изменения взаимной индуктивности соответствует повороту ротора на 2τ или

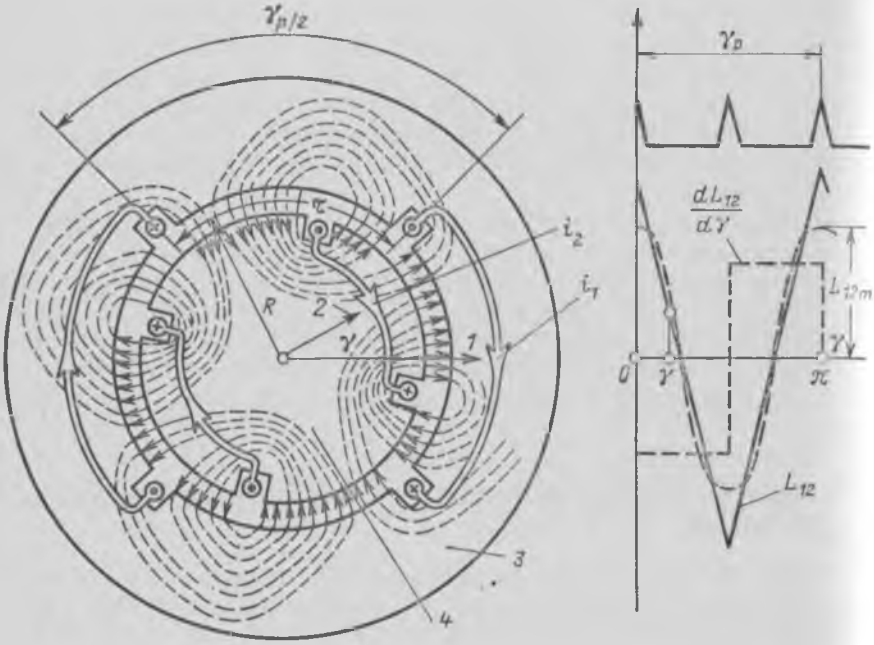


Рис. 20-1. Машина с одной обмоткой (*1*) на статоре и одной обмоткой (2) на роторе ($p_1 = p_2 = 4$).

на угол $\gamma_p = \pi$. В общем случае, когда обмотки образуют p-периодное поле, периоду изменения взаимной индуктивности соответствует поворот ротора на 2τ или угол

$$\gamma_p = \frac{2\pi}{(2\pi R)} 2\tau = \frac{2\pi}{p}. \qquad (20\text{-}1)$$

Если ротор вращается с угловой скоростью Ω, то период изменения взаимной индуктивности во времени

$$T = \frac{\gamma_p}{\Omega} = \frac{2\pi}{p\Omega}. \qquad (20\text{-}2)$$

Соответственно частота изменения взаимной индуктивности f и угловая частота изменения взаимной индуктивности ω определяются по

формулам

$$f = \frac{1}{T} = \frac{p\Omega}{2\pi}; \tag{20-3}$$

$$\omega = 2\pi f = p\Omega. \tag{20-4}$$

Форма кривых взаимных индуктивности L_{12} и индуктивностей L_{11} и L_{22} характерна для модификации с гладкими магнитопроводами при $q = 1$: полуволна L_{12} имеет треугольную форму; индуктивности L_{11} и L_{22} — почти постоянны, и лишь при совпадении пазов статора и ротора наблюдаются их незначительные увеличения, с которыми можно не считаться. С увеличением числа пазов на полюс и фазу q кривая L_{12} приобретает форму, близкую к синусоидальной, что благоприятно сказывается на свойствах машины. Именно за счет увеличения числа пазов гладкого магнитопровода ротора, в которых размещается однофазная обмотка, удается приблизить к синусоидальной кривую L_{12} в неявнополюсной синхронной машине, приведенной в качестве примера модификации А2 (табл. 20-1).

Практически синусоидальную зависимость L_{12} можно получить и при $q = 1$, если придать магнитопроводу ротора такую форму, чтобы зазор на оси зубца был в 1,5—2,0 раза меньше, чем под его краями.

Ротор с магнитопроводом такой конструкции и с однофазной обмоткой, называемый явнополюсным, применен в модификациях А1 и В1.

Рассмотренное исполнение наиболее часто применяется в электрических машинах. При этом чаще всего используется модификация с однофазными или многофазными разноименнополюсными обмотками (см. § 19-2), выполненными с одинаковым числом периодов поля. Именно таким образом устроены наиболее распространенные машины переменного тока: асинхронные машины и синхронные машины в обычном исполнении (см. части 4 и 5).

20-3. МАШИНА С ОДНОЙ ОБМОТКОЙ НА СТАТОРЕ И С ЗУБЧАТЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ РОТОРА (РЕАКТИВНАЯ МАШИНА)

В этом исполнении электромеханическое преобразование энергии происходит за счет изменения индуктивности обмотки, связанного с зубчатостью магнитопроводов. На рис. 20-2 показана такая машина с однофазной сосредоточенной разноименнополюсной обмоткой на статоре и магнитопроводами ротора и статора, имеющими одинаковое количество зубцов $Z_3 = Z_4 = Z$ (модификация А7 по табл. 20-1).

Угловой период зубчатости ротора $\gamma_{Z4} = 2\pi/Z_4$ совпадает с угловым периодом зубчатости статора $\gamma_{Z3} = 2\pi/Z_3$.

Как видно из приведенных на рисунке кривых, при $Z_3 = Z_4$ удается получить достаточно большие изменения индуктивности L_{11}. Однако для исключения некоторых нежелательных явлений при работе машины целесообразно подчинить выбор числа зубцов ста-

тора и ротора условию

$$Z_4 - Z_3' = \pm 2p_1, \qquad (20\text{-}5)$$

смысл которого поясняется далее.

Машина с конструкцией, отвечающей условию (20-5), изображена на рис. 20-3. Ротор машины имеет число зубцов Z_4. Статор выполняется явнополюсным (на рис. 20-3 число полюсов $2p_1 = 4$). Катушки сосредоточенной однофазной обмотки *1* охватывают полюсы и размещаются в больших пазах между ними. На поверхности полюсов располагаются малые зубцы статора, смещенные относительно друг друга на угловой период зубчатости $\gamma_{Z3} = 2\pi/Z_3'$,

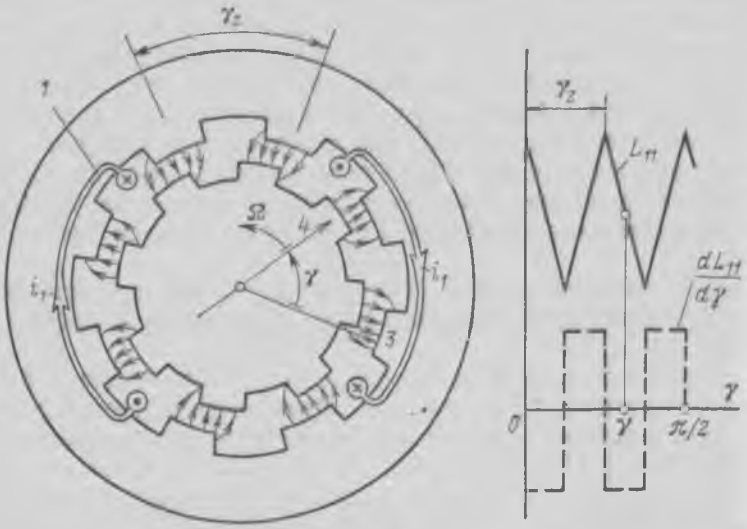


Рис. 20-2. Машина с одной сосредоточенной обмоткой *1* на статоре ($p_1 = 2$, $q_1 = 1$) и с зубчатыми сердечниками статора (*3*) и ротора (*4*), имеющими одинаковое число зубцов ($Z_3 = Z_4 = 8$).

где Z_3' — число периодов зубчатости статора, укладывающееся в окружности магнитопровода. Число Z_3' должно удовлетворять (20-5) и, разумеется, быть кратным $2p_1$, т. е. $Z_3' = 2p_1$ (целое число). Для этого нужно задаться числом зубцов ротора, также кратным числу полюсов, т. е. $Z_4 = 2p_1$ (целое число). В данном случае принято: $Z_4 = 2 \cdot 2 \cdot 5 = 20$; $Z_3' = 20 - 2 \cdot 2 = 16$.

Для нормального функционирования машины необходимо, чтобы полюсы занимали примерно $^2/_3$—$^3/_4$ полюсных деления, а промежутки между ними в виде больших пазов — остальную его часть. В связи с этим на каждом из полюсов нужно расместить нечетное количество малых зубцов N_3, которое лежит в вышеуказанных пределах:

$$N_3 = \left(\frac{2}{3} \div \frac{3}{4}\right)\frac{Z_3'}{2p}. \qquad (20\text{-}6)$$

где $Z_3'/2p$ — число малых зубцовых делений, приходящихся на полюсное деление. В данном случае принято $N_3 = \left(\frac{2}{3} \div \frac{3}{4}\right)\frac{16}{4} = 3$.

Индуктивность обмотки статора $L_{11} = \Psi_1/i_1$ зависит от взаимного расположения зубцов статора и ротора. Для машины на рис. 20-2 (при $Z_3 = Z_4$) она максимальна при совпадении осей зубцов магнитопроводов *3* и *4*, например при $\gamma = 0, \pi/4, \pi/2...$, и минимальна при расположении зубца против паза, например при $\gamma = \pi/8, 3\pi/8, 5\pi/8...$, когда магнитная проводимость зазора и потокосцепление Ψ_1 при заданном токе i_1 имеют наименьшие значения.

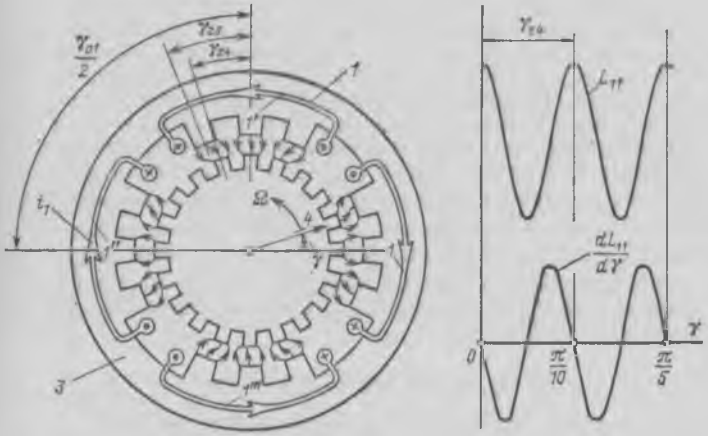


Рис. 20-3. Машина с одной обмоткой (*1*) на статоре ($p_1 = 2$, $q_1 = 1$) и с зубчатыми сердечниками (*3*) статора и (*4*) ротора, имеющими различные числа зубцов ($Z_3 = 12$; $Z_4' = 16$; $Z_4 = 20$).

Для машины по рис. 20-3 индуктивность обмотки максимальна, когда оси зубцов ротора совпадают с зубцами статора, расположенными на осях полюсов обмотки (*1*, *1'*, *1''*, *1'''*), например, при $\gamma = 0$, $\pi/10$, $\pi/5$ ... В этом положении все малые зубцы полюсов располагаются примерно напротив зубцов ротора, и потокосцепление обмотки при определенном токе в ее проводниках максимально. Наоборот, индуктивность обмотки этой машины минимальна при совпадении осей пазов ротора с зубцами статора, расположенными на осях полюсов обмотки, например при $\gamma = \pi/20, 3\pi/20$ ...

Период изменения индуктивности соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление или на угловой период зубчатости $\gamma_Z = \gamma_{Z4}$ (период структуры самой обмотки $\gamma_{p1} = 2\pi/p_1$ и период зубчатости статора γ_{Z3} не оказывают влияния на период изменения индуктивности). При вращении ротора с угловой скоростью Ω период изменения индуктивности во времени, частота и угловая ча-

стота изменения индуктивности рассчитываются по формулам

$$T = \frac{\gamma_{Z4}}{\Omega} = \frac{2\pi}{Z_4\Omega}; \qquad (20\text{-}7)$$

$$f = \frac{Z_4\Omega}{2\pi}; \quad \omega = Z_4\Omega. \qquad (20\text{-}8)$$

Сравнивая (20-8) с (20-3), замечаем, что в реактивных синхронных машинах частота получается в Z_4/p раз большей, чем в двухобмоточных машинах обычного исполнения при той же частоте вращения.

Условие (20-5), которому должен быть подчинен выбор числа зубцов, может быть обосновано следующим образом. Для получения существенных изменений индуктивности обмотки картина взаимного расположения зубцов ротора по отношению к зубцам статора должна повторяться на каждом полюсе обмотки (такое повторение имеется, например, на рис. 20-3, на котором в рассматриваемое мгновение зубцы ротора совпадают с зубцами статора на осях всех полюсов). Пусть один из зубцов ротора (первый) совпадает с зубцом статора на оси полюса *1'*. Тогда соседний зубец ротора будет смещен по отношению к соседнему зубцу (или зубцовому делению) статора на угол $(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$, следующий зубец ротора по отношению к следующему зубцовому делению статора — на угол $2(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$ и т. д. При этом зубец ротора, который совпадает с зубцом статора на оси соседнего полюса *1''*, будет отстоять от первого на угол $\gamma_{p1}/2$ или на $\gamma_{p1}/(2\gamma_{Z4})$ зубцовых делений ротора. По отношению к соседнему зубцу статора этот зубец ротора будет смещен на угол $\gamma_{p1}(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})/2\gamma_{Z4}$, который должен быть равен угловому периоду зубчатости статора γ_{Z3}, т. е.

$$\gamma_{p1}(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})/2\gamma_{Z3} = \pm\gamma_{Z3}.$$

Отсюда, вспомнив, что $\gamma_{p1} = 2\pi/p_1$, получим условие (20-5).

При распределенной обмотке статора *1* (рис. 20-4), когда проводники обмотки с одинаковым направлением токов распределены на каждом полюсе по нескольким (q) пазам (на рис. 20-4 $q = 3$), магнитопровод статора *3* не обязательно должен быть зубчатым (модификация В7, табл. 20-1). В модификации с распределенной обмоткой эффект изменения индуктивности обмотки может быть достигнут только за счет зубчатости магнитопровода *4*, на котором обмотка отсутствует. Пазы магнитопровода *3*, в которые уложена обмотка, могут быть сделаны с небольшим открытием. В этом случае магнитопровод *3* можно считать гладким, пренебрегая влиянием его зубчатости.

Наибольшее изменение индуктивности может быть получено при числе зубцов ротора Z_4, равном числу полюсов обмотки *1* (на рис. 20-4 $2p_1 = 4$ и $Z_4 = 4$). Машина такой конструкции может рассматриваться как частный случай машины с числом зубцов, удовлетворяющим условию (20-5) при гладком статоре, когда $Z_3 = 0$ и условие (20-5) имеет вид $Z_4 = 2p_1$.

В этой машине зоны наибольшей проводимости лежат против зубцов ротора, зоны наименьшей проводимости — против пазов ротора. Магнитопровод ротора такой машины с числом зубцов $Z_4 =$

$= 2p_1$ называется явнополюсным. Период, частота и угловая частота изменения индуктивности определяются по (20-8).

Наряду с разноименнополюсной обмоткой в рассматриваемом исполнении может быть применена однофазная одноименнополюсная обмотка (модификация С7, табл. 20-1). Для получения периодических изменений индуктивности одноименнополюсной обмотки в этой модификации магнитопроводы статора и ротора должны быть обязательно зубчатыми, причем наибольший эффект достигается при

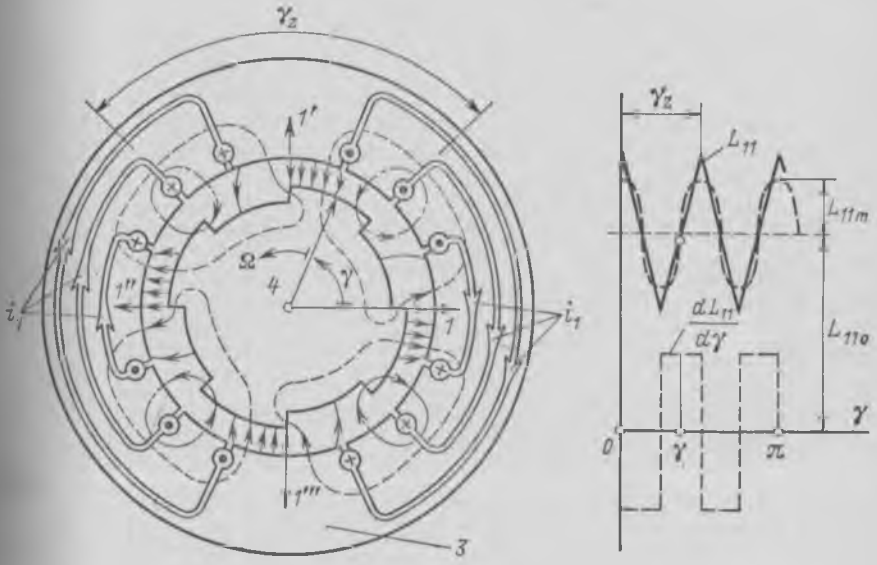


Рис. 20-4. Машина с одной распределенной обмоткой (*1*) на статоре ($p_1 = 2$, $q_1 = 3$) и зубчатым (явнополюсным) сердечником (*4*) ротора ($Z_4 = 2p_1 = 4$).

одинаковом числе зубцов $Z_3 = Z_4$. По своим свойствам такая машина вполне аналогична однофазной машине с разноименнополюсной обмоткой, имеющей $Z_3 = Z_4$. Период, частота и угловая частота изменения индуктивности одноименнополюсной обмотки рассчитывается по (20-8).

Рассмотренное исполнение применяется в реактивных синхронных электрических машинах. Достоинством этого исполнения является предельная простота конструкции и отсутствие скользящих контактов в цепи питания обмотки.

20-4. МАШИНА С ДВУМЯ ОБМОТКАМИ НА СТАТОРЕ И ЗУБЧАТЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ РОТОРА (ИНДУКТОРНАЯ МАШИНА)

В этом исполнении электромеханическое преобразование энергии происходит главным образом за счет изменения взаимной индуктивности между неподвижными обмотками статора при перемещении относительно них зубчатого магнитопровода ротора.

Обмотки машины могут быть либо разноименнополюсными с одинаковым ($p_1 = p_2$) или различным ($p_1 \neq p_2$) числом периодов, либо одноименнополюсными. Возможно также сочетание разноименнополюсной и одноименнополюсной обмоток. Магнитопровод статора может быть зубчатым или гладким. Таким образом, исполнение включает пять модификаций А3, В3, С3, D3 и С5, представленных в табл. 20-1. Период изменения взаимной индуктивности соответствует повороту ротора *4* (рис. 20-5) на одно зубцовое деление t_{Z4} или на угловой период зубчатости γ_{Z4}.

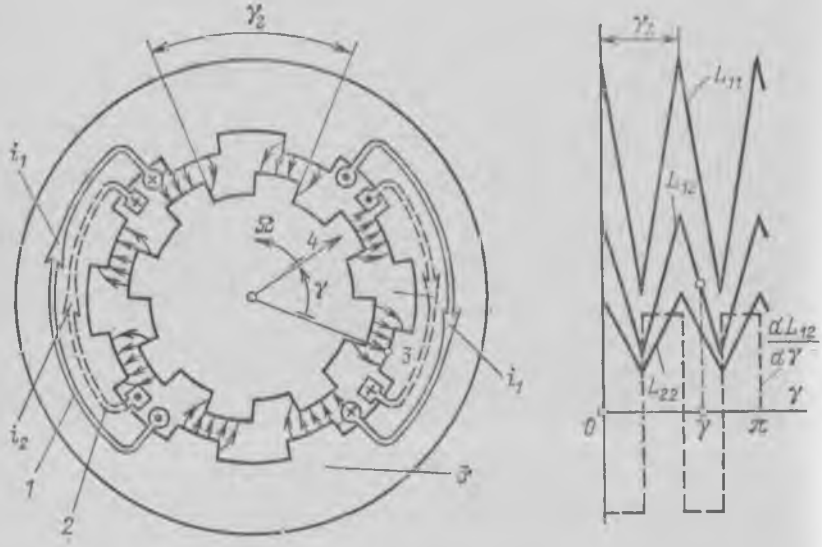


Рис. 20-5. Машина с двумя обмотками (*1* и *2*) на статоре ($p_1 = p_2 = 4$) и с зубчатыми сердечниками (*3* и *4*) статора и ротора, имеющими одинаковое число зубцов ($Z_3 = Z_4 = 8$).

При вращении ротора с угловой скоростью Ω период изменения взаимной индуктивности во времени, частота и угловая частота взаимной индуктивности рассчитываются по (20-8), если считать Z равным числу зубцов магнитопровода *4*, $Z = Z_4$. В зависимости от того, какими средствами достигается изменение взаимной индуктивности между обмотками, различают четыре характерных разновидности исполнения такой машины (*а*, *б*, *в*, *г*).

а) *Изменение взаимной индуктивности между обмотками достигается за счет изменения средней удельной магнитной проводимости зазора при перемещении зубчатого магнитопровода ротора относительно магнитопровода статора с числом зубцов таким же, как на роторе* (модификации А3, С5, табл. 20-1). В этой разновидности взаимная индуктивность между обмотками при любом положении ротора относительно статора имеет один и тот же знак. При вращении ротора она колеблется относительно среднего значения, достигая наибольшего значения при совпадении осей зубцов статора

и ротора и наименьшего — при совпадении осей зубцов статора с пазами ротора (и одновременно осей зубцов ротора с пазами статора).

Числа зубцов

$$Z = Z_3 = Z_4 \tag{20-9}$$

выбираются исходя из требуемой частоты изменения взаимной индуктивности по (20-8).

Тот же эффект изменения взаимной индуктивности при $Z_3 = Z_4$ можно получить в модификации С5 (табл. 20-1) с двумя одноименнополюсными обмотками. По своим свойствам она вполне равноценна модификации А3 с однофазными обмотками при $p_1 = p_2$.

б) *Изменение взаимной индуктивности между двумя разноименнополюсными обмотками на статоре достигается за счет перемещения зубчатого магнитопровода ротора* (модификация В3, табл. 20-1). В этой разновидности зубчатость статора не играет существенной роли. Для получения требуемого эффекта (возможно большей амплитуды изменения взаимной индуктивности) числа полюсов обмоток (p_1 и p_2) и число зубцов Z_4 должны быть специально подобраны, исходя из условия

$$Z_4 = p_2 \pm p_1. \tag{20-10}$$

Например, для машины по рис. 20-6 с одноперiодной обмоткой *1* ($p_1 = 1$) и двухпериодной обмоткой *2* ($p_2 = 2$) условие (20-10) выполняется, если ротор имеет три зубца ($Z_4 = p_1 + p_2 = 1 + 2 = 3$).

Магнитная проводимость будет в такой машине наибольшей в зонах $З_1$, $З_2$, $З_3$, совпадающих с зубцами ротора. Как не трудно проверить, взаимная индуктивность между обмотками статора зависит от положения зон $З_1$, $З_2$, $З_3$ по отношению к осям этих обмоток.

При положении ротора, показанном на рисунке (угол γ между осью обмотки *1* и осью зубцов ротора *4* равен $\pi/6$), взаимная индуктивность L_{12} имеет наибольшее положительное значение (магнитное поле от тока i_2, показанное на рисунке, создает наибольшее положительное сцепление с катушками обмотки *1*). Если повернуть ротор на угол $\pi/3$, то зубцы переместятся на место впадин и, как можно легко выяснить, потокосцепление и взаимная индуктивность изменят свой знак на обратный и достигнут наибольшего отрицательного значения, равного положительному максимуму. Средняя взаимная индуктивность при данных числах периодов $p_1 = 1$ и $p_2 = 2$ равна нулю. Она будет также равна нулю при выполнении условия $p_2/p_1 =$ (четное число), т. е. при таких обмотках, взаимная индуктивность между которыми при гладких сердечниках отсутствует. Если $p_2/p_1 =$ (нечетное число), то средняя взаимная индуктивность не равна нулю, и пульсации взаимной индуктивности происходят относительно средней взаимной индуктивности.

Число зубцов ротора Z_4 однозначно определяется по заданной частоте и угловой скорости. Обычно Z_4 весьма велико и для выпол-

нения (20-10) приходится, задаваясь умеренным числом периодов обмотки *1* ($p_1 = 1, 2, 3$), делать обмотку *2* с большим числом периодов, близким к числу зубцов ротора: $p_2 = Z_1 - p_1$. Это вызывает известные трудности при изготовлении обмотки *2*, а при слишком больших Z_4 приводит к необходимости применения вместо рассматриваемого исполнения по п. «в» (см. ниже). Обмотку *2* размещают в малых пазах такой формы, что с их влиянием на проводимость зазора можно не считаться. Обмотку *1* размещают в больших пазах, которые могут быть образованы либо путем увеличения сечения некоторых малых пазов без изменения их общего числа (рис. 20-6),

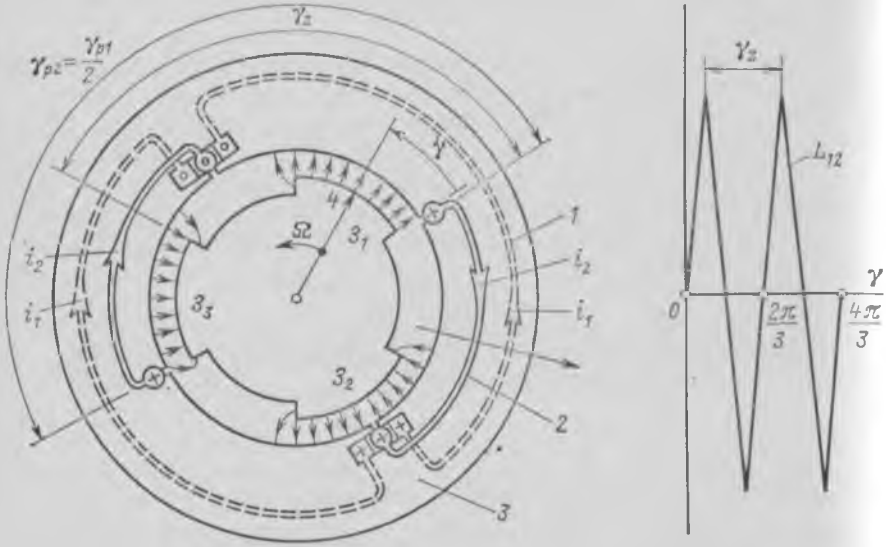


Рис. 20-6. Машина с двумя (*1* и *2*) разноименнополюсными обмотками на статоре, имеющими различное число периодов ($p_1 = 1$, $p_2 = 2$), с гладким магнитопроводом (*3*) статора и с зубчатым магнитопроводом (*4*) ротора ($Z_4 = p_1 + p_2 = 3$).

либо сделаны на месте группы из нескольких малых пазов и зубцов за счет исключения из обмотки *2* одной или нескольких катушек. При $Z_4 = 2p_1$ числа периодов обмоток оказываются одинаковыми: $p_2 = Z_4 - p_1 = 2p_1 - p_1 = p_1$. Однако для того чтобы в этом случае имелось изменение взаимной индуктивности, нужно одну из обмоток выполнить распределенной или сместить оси сосредоточенных обмоток на четверть периода, как изображено на разрезе машины модификации В3.

в) *Изменение взаимной индуктивности между двумя разноименнополюсными обмотками на статоре достигается за счет изменения взаимного расположения зубчатых магнитопроводов статора и ротора с различными числами зубцов.* В этом исполнении числа зубцов магнитопроводов статора и ротора должны быть выбраны таким образом, чтобы по окружности зазора образовывалось такое же количество зон повышенной магнитной проводимости, как

в машине с гладким магнитопроводом статора по п. «б» (рис. 20-6), т. е. $p_2 \pm p_1$ зон (при $p_1 = 1$ и $p_2 = 2$ число зон $2 \pm 1 = 3$ или 1).

Для образования такого количества зон повышенной проводимости необходимо, чтобы числа зубцов статора и ротора отличались на $(p_2 \pm p_1)$, т. е.

$$Z_4 - Z_3 = p_2 \pm p_1. \qquad (20\text{-}11)$$

Действительно, в центре зоны повышенной проводимости, например в зоне $З_1$ по рис. 20-7, зубец ротора располагается напротив зубца статора (или паз ротора напротив паза статора). Соседний

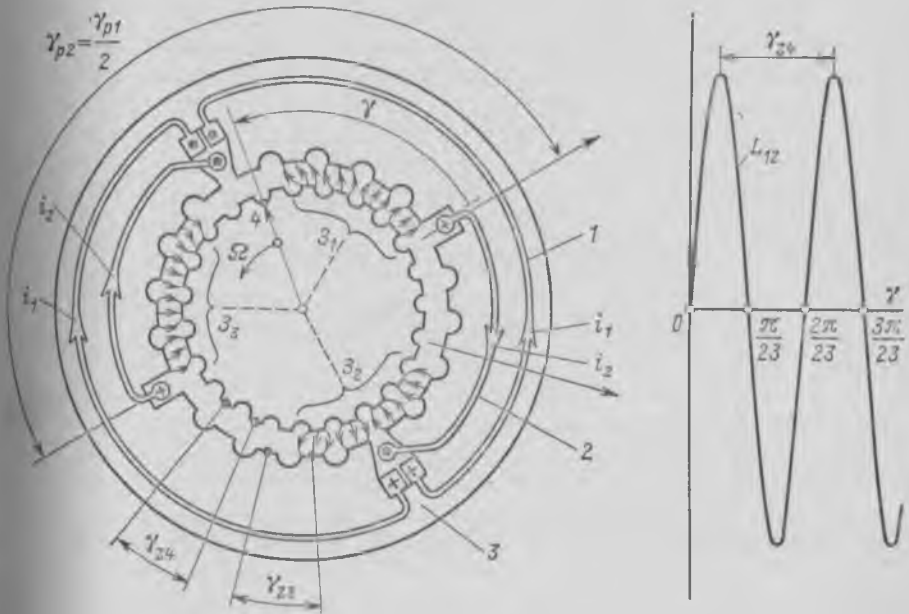


Рис. 20-7. Машина с двумя (*1* и *2*) разноименнополюсными обмотками на статоре, имеющими различное число периодов ($p_1 = 1$, $p_2 = 2$), и с зубчатыми магнитопроводами (*3*) статора и (*4*) ротора, имеющими различное число зубцов ($Z_4 = Z_3 + p_1 + p_2 = 20 + 1 + 2 = 23$).

зубец ротора смещается по отношению к соседнему зубцу статора на угол $(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$, следующий зубец ротора по отношению к следующему зубцу статора — на угол 2 $(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$ и т. д. Для того чтобы попасть в центр соседней зоны повышенной проводимости, например зоны $З_2$, нужно сместиться на угол $2\pi/(p_2 \pm p_1)$ или на $Z_4/(p_2 \pm p_1)$ зубцов ротора. При этом, поскольку в центре зоны $З_2$ зубец ротора должен снова совпасть с зубцом статора, смещение этого зубца ротора по отношению к зубцу статора

$$\frac{Z_4}{(p_2 \pm p_1)}(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4})$$

должно быть равно угловому периоду зубчатости статора γ_{Z3}, т. е.

$$\frac{Z_4}{(p_2 \pm p_1)}(\gamma_{Z3} - \gamma_{Z4}) = \gamma_{Z3},$$

откуда следует, что числа зубцов статора и ротора должны удовлетворять условию (20-11).

Кроме того, для возможности составления симметричных схем обмоток *1* и *2* необходимо иметь $Z_3 = 2p_2$ (целое число), если $p_2 \geq p_1$.

В качестве примера на рис. 20-7 изображена машина с такими же $p_2 = 2$ и $p_1 = 1$, как у машины по рис. 20-6. Исходя из требуемой частоты, $Z_3 = 2 \cdot 2 \cdot 5 = 20$; $Z_4 = 20 + 2 + 1 = 23$.

Зависимость взаимной индуктивности L_{12} от угла поворота ротора получается качественно такой же, как у машины по рис. 20-6. Однако взаимная индуктивность изменяется почти синусоидально, а угловой период ее изменения равен угловому периоду зубчатости ротора γ_{Z4}. Заметим, что при смещении ротора на одно зубцовое деление или на угол γ_{Z4} оси зон повышенной проводимости поворачиваются на угол $2\pi/(p_2 \pm p_1)$ и зоны снова занимают исходное положение (зона $З_1$ занимает место зоны $З_2$ и т. д.). Таким образом, зоны повышенной проводимости вращаются быстрее ротора в

$$\frac{2\pi}{\gamma_{Z4}(p_2 \pm p_1)} = \frac{Z_4}{(p_2 \pm p_1)}$$

раз.

Для определения временного периода и частоты изменения индуктивности можно воспользоваться (20-8).

г) *Изменение взаимной индуктивности между разноименнополюсной и одноименнополюсной обмотками достигается за счет перемещения зубчатого магнитопровода ротора относительно гладкого магнитопровода статора* (модификация D3, табл. 20-1). Как видно из рис. 20-8, разноименнополюсная обмотка располагается в пазах магнитопровода статора (на рисунке $p_2 = 2$). Одноименнополюсная обмотка *1* охватывает в виде кольца вал ротора. На рисунке показаны положительные направления токов в обмотках и магнитное поле, образованное током i_2.

При гладких магнитопроводах статора и ротора магнитное поле обмотки *2* было бы периодично (как на рис. 20-1). Его линии замыкались бы вдоль ярм, охватывая ток i_2 в пазах, и не были бы сцеплены с обмоткой *1*. Для получения возможно большей амплитуды колебания взаимной индуктивности L_{12} между обмотками *1* и *2* магнитопровод ротора выполняется зубчатым, а число его зубцов берется равным числу периодов обмотки *2*, т. е.

$$Z_4 = p_2. \qquad (20\text{-}12)$$

Например, для машины на рис. 20-8 ($p_2 = 2$) условие (20-12) выполняется при $Z_4 = 2$. При положении ротора, показанном на рисунке (угол между осью южного полюса обмотки *2* и осью зубца ротора $\gamma = \gamma_{Z4}/2 = \pi/2$), взаимная индуктивность L_{12} между обмот-

ками *1* и *2* имеет наибольшее отрицательное значение. В этом положении зоны зазора с наибольшей проводимостью, совпадающие с зубцами ротора, располагаются против северных полюсов обмотки *2*. Наоборот, против южных полюсов располагаются зоны с наименьшей магнитной проводимостью, поэтому периодическое магнитное поле, замыкающееся вокруг токов в пазах вдоль ярм и через зазоры, получается незначительным.

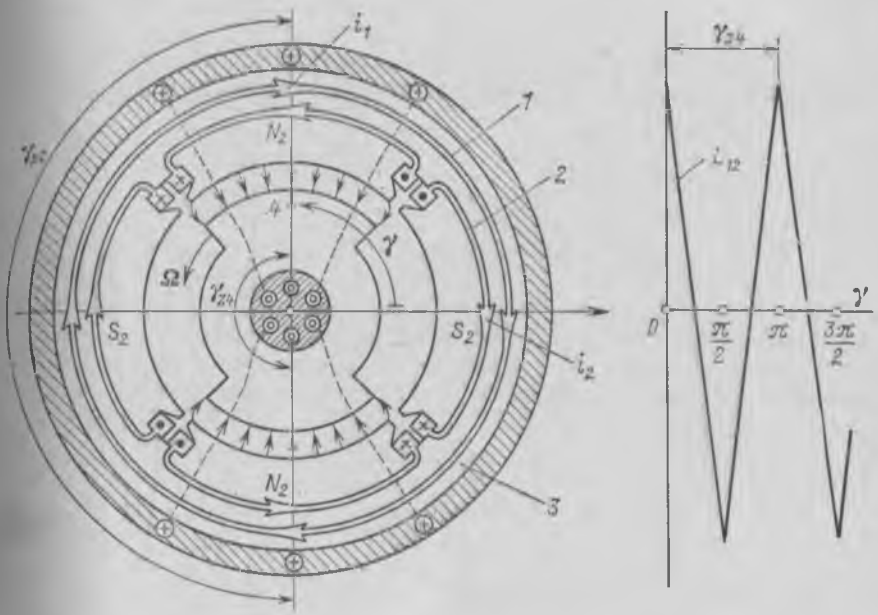


Рис. 20-8. Машина с разноименнополюсной (*2*) и одноименнополюсной (*1*) неподвижными обмотками, с гладким магнитопроводом (*3*) статора и с зубчатым магнитопроводом (*4*) ротора ($Z_4 = p_2 = 2$).

Вместе с тем униполярное поле, замыкающееся вокруг лобовых частей катушек северных полюсов обмотки *2* через зоны зазора с наибольшей проводимостью, поперек ярм через вал, подшипниковые щиты и станину (рис. 19-1, *г*), линии которого показаны на рис. 20-8 пунктиром, получается значительным. Как видно, линии этого униполярного поля оказываются сцепленными с одноименнополюсной обмоткой *1*, причем образуется отрицательное потокосцепление. Если ротор повернуть на $\gamma_{z4}/2 = \pi/2$, то оси зубцов ротора совпадут с осями южных полюсов обмотки *2*. Зоны наибольшей проводимости располагаются против полюсов S_2 обмотки *2*, и образуется униполярное поле с положительным потокосцеплением с обмоткой *2*. Следует заметить, что числа зубцов ротора Z_4 и число периодов обмотки p_2 взяты на рис. 20-8 небольшими только с целью упрощения изображения. В практически выполняемых машинах соотношение между заданной частотой f и угловой скоростью Ω обычно таково, что требуется иметь весьма большие $Z_4 = p_2$. Как уже указывалось

ранее, изготовление обмотки *2* с большим числом периодов затруднительно, и при слишком больших $Z_4 = p_2$ приходится вместо рассматриваемого исполнения применять исполнение по п. «д».

д) *Изменение взаимной индуктивности между разноименнополюсной и одноименнополюсной обмотками достигается за счет изменения взаимного расположения зубчатых магнитопроводов статора и ротора с различными числами зубцов* (модификация С3 табл. 20-1).

Как видно из рис. 20-9, это исполнение отличается от исполнения по п. «г» только тем, что магнитопровод статора здесь зубчатый. Для получения возможно большей амплитуды колебания взаимной индуктивности L_{12} числа зубцов статора и ротора (Z_3 и Z_4) должны

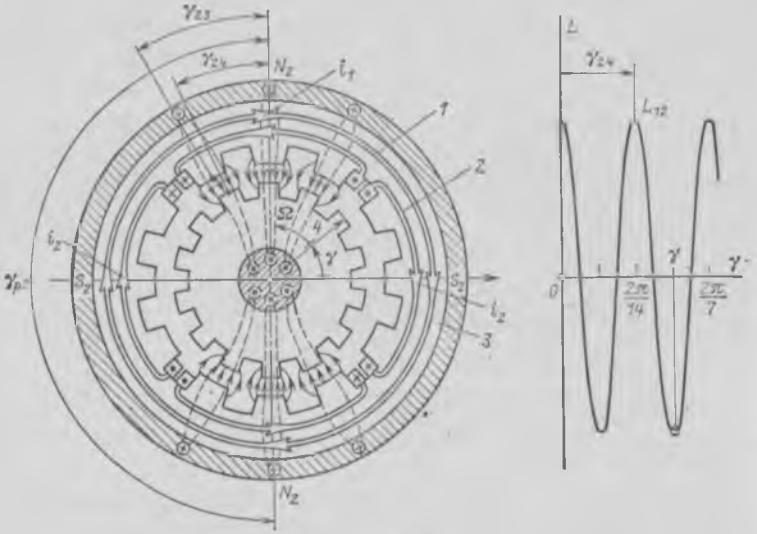


Рис. 20-9. Машина с разноименнополюсной (*2*) и одноименнополюсной (*1*) обмотками на статоре и с зубчатыми магнитопроводами (*3*) статора и (*4*) ротора, имеющими различные числа зубцов ($Z_4 = Z_3 + p_2 = 12 + 2 = 14$).

быть подобраны таким образом, чтобы по окружности зазора, как и в машине по рис. 20-8, образовалось p_2 зон повышенной проводимости. Ранее в п. «в» было выяснено, что число зон повышенной проводимости в случае двухсторонней зубчатости равно разности чисел зубцов статора и ротора. Поэтому в данном случае при выборе чисел Z_3 и Z_4 необходимо выполнить условие

$$Z_4 - Z_3 = p_2. \qquad (20\text{-}13)$$

Например, для машины на рис. 20-9 с двухпериодной обмоткой *2* ($p_2 = 2$), статор *3* которой имеет число зубцов $Z_3 = 12$, условие (20-13) выполняется при $Z_4 = Z_3 + p_2 = 12 + 2 = 14$. При положении ротора, показанном на рисунке (угол между осью зубца статора и осью зубца ротора $\gamma = 3\gamma_{Z4}/2 = 3\pi/14$), взаимная индук-

тивность L_{12} между обмотками *1* и *2* имеет наибольшее отрицательное значение. В этом положении зоны зазора с наибольшей проводимостью, в которых зубцы статора находятся примерно против зубцов ротора, располагаются против северных полюсов N_2 обмотки *2*. Наоборот, против южных полюсов располагаются зоны с наименьшей магнитной проводимостью зазора. Если повернуть ротор на угол $\gamma_{Z1}/2 = \pi/14$, то оси зубцов ротора совпадут с осями зубцов статора на осях южных полюсов. Зоны наибольшей проводимости расположатся напротив южных полюсов S_2 обмотки *2* и образуется униполярное поле с положительным потокосцеплением с обмоткой *1*.

Исполнение с двумя обмотками на статоре довольно часто применяется в специальных электрических машинах. Его достоинством является возможность получения сравнительно высоких частот изменения индуктивностей или взаимных индуктивностей при сравнительно низких частотах вращения, а также отсутствие скользящих контактов в цепях питания обмоток, позволяющее называть такие машины «бесконтактными».

В режиме генератора такие машины дают возможность получить большие частоты напряжения при средних частотах вращения ротора (индукторные генераторы); в режиме двигателя — значительно меньшие частоты вращения ротора по сравнению с машинами, имеющими обмотки и на статоре и на роторе. Поскольку в таких двигателях частота вращения ротора понижается электромагнитным путем (без использования механического редуктора), их называют двигателями с электромагнитной редукцией.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

УСЛОВИЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОДНОНАПРАВЛЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

21-1. МАШИНА С ОДНОЙ ОБМОТКОЙ

В этой главе выясняется, какими должны быть токи в обмотках машины для того, чтобы в ней происходило однонаправленное преобразование энергии. Рассматриваются возможные конструктивные схемы машины, описанные в § 20-1.

Для вывода этих условий следует обратиться к уравнению электромагнитного момента (18-6) для однообмоточной или двухобмоточной машины. В этом уравнении индуктивность одной обмотки L_{11} или взаимная индуктивность между двумя обмотками L_{12} являются периодическими функциями угла поворота ротора или времени. Для получения однонаправленного преобразования энергии токи в обмотках должны изменяться таким образом, чтобы средний электромагнитный момент был отличен от нуля.

Поскольку явления периодически повторяются, достаточно определить средний момент за период

$$M_0 = \frac{1}{T}\int_0^T M\,dt \qquad (21\text{-}1)$$

и найти условия для токов, при которых электрическая энергия преобразуется в механическую ($M_0 > 0$) или наоборот ($M_0 < 0$).

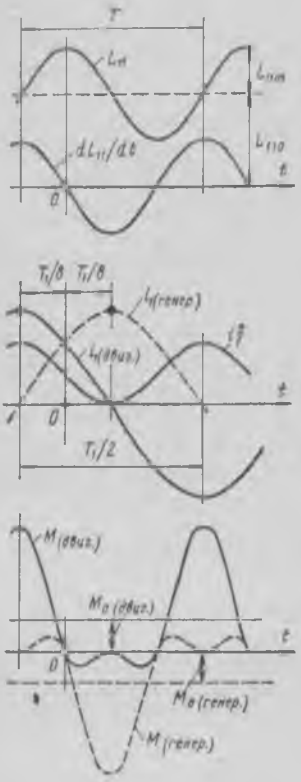


Рис. 21-1. Условия получения однонаправленного преобразования энергии в машине с одной обмоткой.

Рассмотрим сначала машину с одной обмоткой (см. § 20-3). Электромагнитный вращающий момент машины с одной обмоткой *1*, по которой протекает ток i_1 (см. рис. 20-2 — 20-4), как следует из (18-6), при $n = 1$ и $k = 1$ равен:

$$M = \frac{1}{2}\,i_1^2\frac{dL_{11}}{d\gamma}. \qquad (21\text{-}2)$$

Независимо от того, на какой части машины располагается обмотка и как она выполнена, изменение индуктивности обмотки L_{11} происходит качественно одинаково с угловым периодом γ_Z и временным периодом $T = \frac{2\pi}{p_Z\Omega} = \frac{2\pi}{\omega}$ (см. 20-8) относительно некоторого среднего значения индуктивности L_{110}. Используя разложение в ряд Фурье и ограничиваясь учетом нулевого и первого членов, можно описать изменение индуктивности во времени уравнением (рис. 21-1)

$$L_{11} \approx L_{110} + L_{11m}\cos\omega t, \qquad (21\text{-}3)$$

в котором $\omega = \Omega p_Z = 2\pi/T$ — угловая частота изменения индуктивности.

Производная индуктивности по углу поворота ротора равна:

$$\frac{dL_{11}}{d\gamma} = \frac{dL_{11}}{dt}\frac{dt}{d\gamma} = -\,p_Z L_{11m}\sin\omega t, \qquad (21\text{-}4)$$

где $\gamma = \Omega t$, $dt/d\gamma = 1/\Omega$.

Ток в единственной обмотке электрической машины, как мы знаем, обязательно должен быть переменным. С помощью (21-1) нетрудно убедиться в том, что при постоянном токе в обмотке $i_1 = \text{const}$ средний момент M_0 равен нулю.

Ограничимся учетом только основной гармонической составляющей тока, с которой связано образование наибольшего среднего электромагнитного момента. Тогда

$$i_1 \approx I_{1m}\cos(\omega_1 t + \varphi). \qquad (21\text{-}5)$$

Теперь следует ответить на вопрос, каковы должны быть угловая частота ω_1 и фазовый угол φ, чтобы при прочих равных условиях средний электромагнитный момент M_0 был возможно больше.

Определение среднего момента

$$M_0 = -\frac{p_Z I_{1m}^2 L_{11m}}{2T} \int_0^T \cos^2(\omega_1 t + \varphi) \sin \omega t \, dt$$

сводится к вычислению интеграла. Проведя тригонометрические преобразования подынтегральной функции, найдем:

$$\int_0^T \cos^2(\omega_1 t + \varphi) \sin \omega t \, dt = \frac{1}{2} \int_0^T \sin \omega t \, dt + \\ + \frac{1}{2} \int_0^T \cos(2\omega_1 t + 2\varphi) \sin \omega t \, dt.$$

Первый член в правой части равен нулю. Второй член может быть представлен в виде

$$\frac{1}{4} \int_0^T \sin[(\omega + 2\omega_1) t + 2\varphi] \, dt + \frac{1}{4} \int_0^T \sin[(\omega - 2\omega_1) t - 2\varphi] \, dt.$$

При угловой частоте тока

$$\omega_1 = \omega/2, \tag{21-6}$$

когда период тока $T_1 = 2T$ в 2 раза больше периода индуктивности, а период квадрата тока $T_1/2$ равен периоду индуктивности (см. рис. 21-1), средний электромагнитный момент равен

$$M_0 = \frac{p_Z I_{1m}^2 L_{11m}}{8} \sin 2\varphi. \tag{21-7}$$

Если $\varphi = \pi/4$, получается наибольший средний момент в двигательном режиме; если $\varphi = -\pi/4$ — в генераторном режиме. При этом в первом случае периодическая составляющая квадрата тока находится в фазе, а во втором случае — в противофазе с индуктивностью.

Соответствующие кривые для токов и моментов показаны на рис. 21-1 (углу $\varphi = \pi/4$ соответствует опережение на время $t = \varphi/\omega_1 = T_1/8$).

Таким образом, можно утверждать, что *для получения однонаправленного преобразования энергии машина с одной обмоткой должна питаться током с угловой частотой* ω_1, *равной половине угловой частоты изменений индуктивности*:

$$\omega_1 = \omega/2 = p_Z \Omega/2.$$

Направление преобразования энергии зависит от фазового угла тока по отношению к индуктивности: при $\varphi = \pi/4$ *машина работает в двигательном режиме, при* $\varphi = -\pi/4$ — в генераторном.

Угловая скорость машины пропорциональна угловой частоте тока в обмотке

$$\Omega = 2\omega_1/p_Z. \tag{21-8}$$

Назовем синхронной такую машину, угловая скорость которой пропорциональна угловой частоте тока в обмотке, присоединенной к электрической сети, и асинхронной такую машину, угловая скорость которой не удовлетворяет этому условию.

Тогда из (21-8) следует, что *все однообмоточные машины переменного тока являются синхронными машинами.*

21-2. МАШИНА С ДВУМЯ ОБМОТКАМИ

Электромагнитный вращающий момент машины с двумя обмотками независимо от их расположения на магнитопроводе

$$M = i_1 i_2 \frac{dL_{12}}{d\gamma} + \frac{1}{2} i_1^2 \frac{dL_{11}}{d\gamma} + \frac{1}{2} i_2^2 \frac{dL_{22}}{d\gamma}. \tag{21-9}$$

Наиболее существенная часть электромагнитного момента связана с изменением взаимной индуктивности между обмотками и соответствует первому члену (21-9) [1]. Поэтому можно ограничиться анализом только этого члена (21-9).

Так же как в предыдущем случае, при определении момента может учитываться только периодическая составляющая взаимной индуктивности, с угловым периодом γ_p (или γ_Z) и временным периодом

$$T = \frac{2\pi}{p_0\Omega} = \frac{2\pi}{\omega},$$

где $p_0 = p$ — число периодов разноименнополюсных обмоток на статоре и роторе (20-2 — 20-4);

$p_0 = p_Z = Z$ — число периодов зубчатости ротора машины с двумя обмотками на статоре (20-8).

Как и в предыдущем случае изменение взаимной индуктивности во времени

$$L_{12} = L_{120} + L_{12m} \cos \omega t, \tag{21-10}$$

где $\omega = \Omega p_0 = 2\pi/T$.

Производная взаимной индуктивности по углу поворота ротора

$$\frac{dL_{12}}{d\gamma} = \frac{dL_{12}}{dt}\frac{dt}{d\gamma} = -p_0 L_{12m} \sin \omega t. \tag{21-11}$$

По обмоткам машины в общем случае протекают переменные токи [2]. Ограничившись учетом основных гармонических составляющих, играющих наиболее существенную роль в образовании сред-

---

[1] Остальные составляющие среднего момента могут быть найдены, как в однообмоточной машине. Как следует из (21-6), средний момент этой природы может отличаться от нуля при $\omega_1 = \omega/2$ или $\omega_2 = \omega/2$. При этом он будет наибольшим соответственно при $\varphi_1 = \pm\pi/4$ или $\varphi_2 = \pm\pi/4$.

[2] Машина, в одной из обмоток которой, например во второй, имеется постоянный ток, является частным случаем при $\omega_2 = 0$ и $i_2 = \text{const}$.

него электромагнитного момента, запишем:

$$\left.\begin{aligned} i_1 &= I_{1m}\cos(\omega_1 t+\varphi_1);\\ i_2 &= I_{2m}\cos(\omega_2 t+\varphi_2). \end{aligned}\right\} \qquad (21\text{-}12)$$

На рис. 21-2 принято $\omega_1 = 4\omega$; $\omega_2 = 3\omega$; $\varphi_1 = 0$; $\varphi_2 = -\pi/2$.

Теперь выясним, при каких угловых частотах ω_1 и ω_2, а также фазовых углах φ_1 и φ_2 при прочих равных условиях средний электромагнитный момент M_0 по (21-1) имеет наибольшее значение.

Средний момент

$$M_0 = -\frac{p_0 I_{1m} I_{2m} L_{12m}}{T}\int_0^T \cos(\omega_1 t+\varphi_1)\cos(\omega_2 t+\varphi_2)\sin\omega t\,dt.$$

Произведение косинусов в подынтегральном выражении может быть представлено в виде

$$\frac{1}{2}\cos[(\omega_1+\omega_2)t+\varphi_1+\varphi_2]+\frac{1}{2}\cos[(\omega_1-\omega_2)t+\varphi_1-\varphi_2],$$

где первый член изменяется с частотой $\omega_1 + \omega_2$, а второй — с частотой $\omega_1 - \omega_2$.

Если одна из этих частот совпадает с частотой изменения взаимной индуктивности ω, т. е.

$$\omega_1+\omega_2=\omega \quad \text{или} \quad \omega_1-\omega_2=\omega, \qquad (21\text{-}13)$$

то средний момент отличается от нуля. Действительно, заменяя произведения

$$\frac{1}{2}\cos[(\omega_1+\omega_2)t+\varphi_1+\varphi_2]\sin\omega t$$

и

$$\frac{1}{2}\cos[(\omega_1-\omega_2)t+\varphi_1-\varphi_2]\sin\omega t$$

суммой из четырех тригонометрических функций, найдем:

$$M_0 = \frac{p_0 I_{1m} I_{2m} L_{12m}}{4T}\int_0^T \sin[(\omega_1 \pm \omega_2-\omega)t+\varphi_1\pm\varphi_2]\,dt,$$

откуда при выполнении условия (21-13) получим:

$$M_0 = \frac{p_0 I_{1m} I_{2m} L_{12m}}{4}\sin(\varphi_1\pm\varphi_2), \qquad (21\text{-}14)$$

где (+) — в случае $\omega_1 + \omega_2 = \omega$; (—) — в случае $\omega_1 - \omega_2 = \omega$.

Интегралы от остальных трех членов суммы, изменяющихся с частотами

$$\omega_1+\omega_2+\omega\neq 0;$$
$$\omega_1-\omega_2+\omega\neq 0;$$
$$\omega_1\mp\omega_2-\omega\neq 0,$$

равны нулю.

Как видно из (21-14), средний момент достигает наибольшего значения в двигательном режиме ($M_0 > 0$) при $\varphi_1 \pm \varphi_2 = \pi/2$ и в генераторном режиме ($M_0 < 0$) при $\varphi_1 \pm \varphi_2 = -\pi/2$.

Получение однонаправленного преобразования энергии в двухобмоточной машине иллюстрируется рис. 21-2. При принятых на рисунке частотах и фазах токов выполняются условия $\omega_1 - \omega_2 = \omega$ и $\varphi_1 - \varphi_2 = \pi/2$, которые предопределяют появление момента, отличающегося от нуля.

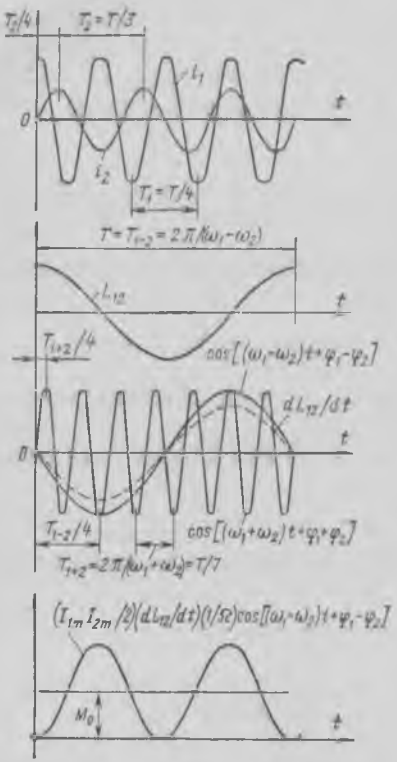


Рис. 21-2. Условия получения однонаправленного преобразования энергии в машине с двумя обмотками.

Итак, *для получения однонаправленного преобразования энергии в машине переменного тока с двумя обмотками необходимо, чтобы сумма или разность угловых частот токов в обмотках равнялась угловой частоте изменения взаимной индуктивности между обмотками* ω; *направление преобразования энергии зависит от значения суммы или разности фазовых углов токов по отношению к взаимной индуктивности: при* $0 < (\varphi_1 \pm \varphi_2) < \pi/2$ *электрическая энергия преобразуется в механическую; при* $-\pi/2 < (\varphi_1 \pm \varphi_2) < 0$ — *механическая энергия преобразуется в электрическую.*

В зависимости от того, изменяется или не изменяется частота вращения ротора машины при изменении внешнего момента, приложенного к валу, различают два типа машин переменного тока: асинхронные машины и синхронные машины.

В синхронных машинах обе обмотки машины питаются токами, угловые частоты которых ω_1 и ω_2 *жестко заданы.* В общем случае машина преобразует электрическую энергию, поступающую в обе обмотки. Поэтому синхронные машины называют также *машинами двойного питания. Угловая скорость ротора синхронной машины при постоянных угловых частотах* $\omega_1 = \text{const}$ и $\omega_2 = \text{const}$ *остается постоянной независимо от значения момента на валу машины* [1]

$$\Omega = \frac{\omega}{p_0} \frac{\omega_1 \pm \omega_2}{p_0} = \text{const}.$$

[1] При изменении нагрузки на валу изменяются лишь амплитуды и фазы токов i_1 и i_2.

Наиболее широкое применение получили синхронные машины с трехфазной разноименнополюсной обмоткой на статоре и однофазной разноименнополюсной обмоткой на роторе, питаемой постоянным током. На эту машину распространяются все сделанные выше выводы, если положить $\omega_2 = 0$ и $\varphi_2 = 0$.

Термин синхронная машина, если отсутствуют дополнительные уточнения, относится именно к такой синхронной машине.

В асинхронных машинах только одна из обмоток, например 1, получает питание от электрической сети, частота которой ω_1 *задана. Вторая обмотка 2 замыкается накоротко или на сопротивление.* Ток i_2 в этой обмотке появляется в результате электромагнитной индукции. Под действием ЭДС взаимной индукции с обмоткой *1*

$$e_{12} = -\frac{d\Psi_{12}}{dt} = \frac{1}{2} i_{1m} L_{12m} (\omega_1 - \omega) \sin [(\omega_1 - \omega)t + \varphi_1] + \\ + \frac{1}{2} i_{1m} L_{12m} (\omega_1 + \omega) \sin [(\omega_1 + \omega)t + \varphi_1],$$

где $\Psi_{12} = i_1 L_{12} = i_{1m} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) L_{12m} \cos \omega t$ — потокосцепление взаимной индукции.

Частота $\omega_2 = \omega_1 - \omega$ тока i_2 является функцией угловой скорости ротора ($\omega_2 = \omega_1 - \Omega p_0$) и удовлетворяет условию однонаправленного преобразования энергии (21-13).

Наиболее распространенными являются асинхронные машины с трехфазной разноименнополюсной обмоткой на статоре, питаемой от сети переменного тока, и трехфазной (или однофазной) разноименнополюсной обмоткой на роторе, замкнутой накоротко.

Термин асинхронная машина, если отсутствуют дополнительные уточнения, относится именно к такой асинхронной машине.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ

СХЕМЫ ОБМОТОК МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

22-1. ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Ограничимся рассмотрением только цилиндрических разноименнополюсных обмоток, получивших наибольшее применение в электрических машинах.

Катушки обмоток этого типа обычно располагаются в пазах статора или ротора.

Принцип устройства однослойных (рис. 22-1, *а*) и двухслойных (рис. 22-1, *б*) разноименнополюсных обмоток пояснен в § 19-2. Там же показан способ образования простейшей многофазной однослой-

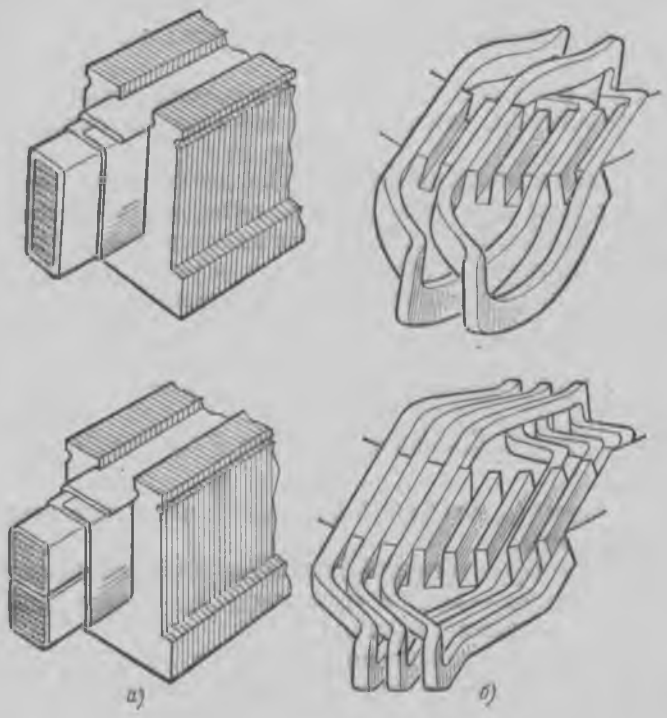


Рис. 22-1. Однослойная (*а*) и двухслойная (*б*) обмотки.

ной обмотки. Поэтому здесь рассматривается только многофазная двухслойная обмотка с числом фаз $m \geqslant 1$, которая чаще всего используется в машинах переменного тока.

22-2. СТРУКТУРА МНОГОФАЗНОЙ ДВУХСЛОЙНОЙ ОБМОТКИ

Многофазная обмотка с числом фаз m предназначается для присоединения к многофазной симметричной сети переменного тока. Соединение обмоток может быть осуществлено по схеме многолучевой звезды или многоугольника (для трехфазной системы на рис. 22-2, *а*, *б* Y и Δ).

Для получения симметричной системы токов в фазах I_A, I_B, I_C требуется, чтобы обмотки фаз обладали одинаковыми индуктивными сопротивлениями. Это условие выполняется, если оси фазных обмоток смещены относительно друг друга на угол, равный m-й части

углового периода поля

$$\frac{\gamma_p}{m} = \frac{2\pi}{pm}\,.$$ [1]

Магнитопровод электрической машины с трехфазной ($m = 3$) двухслойной обмоткой показан на рис. 22-3. Каждая фаза обмотки включает в себя ряд катушек (рис. 22-4, *а*), пазовые части (катушечные стороны) которых располагаются в пазу различным образом: верхняя (правая) сторона в верхней части паза ближе к зазору, нижняя (левая) сторона в нижней части паза ближе к дну паза. Катушки образуются из одного ($w_к = 1$) или нескольких ($w_к > 1$) последовательно соединенных и изолированных друг от друга и от стенок пазов витков (катушка на рис. 22-4, *а* состоит из двух витков).

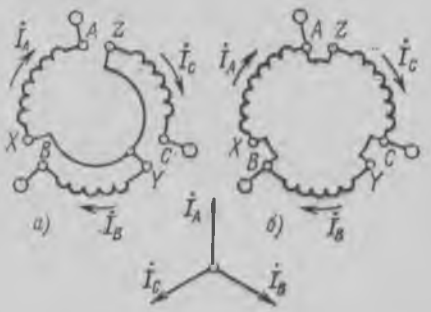


Рис. 22-2. Соединение многофазной (трехфазной) обмотки в звезду (*а*) и в многоугольник (треугольник, *б*).

Каждая катушка имеет два вывода. Вывод верхней стороны катушки назовем условно началом катушки (н), вывод нижней стороны катушки — концом катушки (к). Выводы катушки обычно имеют длину, достаточную для осуществления непосредственного соединения с другой катушкой. В зависимости от способа соединения катушек в пределах фазы выводы имеют различную форму и размеры.

На схемах обмоток катушки изображаются упрощенно в виде однолинейного контура, состоящего из одного витка. Как видно из рис. 22-4, *б*, условное изображение катушки волновой обмотки отличается от изображения петлевой обмотки, показанного сплошной линией, только формой выводов (выводы для волновой обмотки нарисованы пунктирной линией). Шаг обмотки y рис. 22-4), равный расстоянию между сторонами катушки, может быть равен полюсному делению ($y = \tau$) или быть несколько меньше, чем полюсное деление ($y < \tau$, обычно $y \approx 0{,}8\tau$). В последнем случае говорят, что обмотка имеет укороченный шаг.

Полюсное деление и шаг обмотки измеряются либо расстоянием по окружности зазора, либо в зубцовых делениях:

$$\tau = \frac{Z}{2p} \text{ (зубцовых делений);} \qquad (22\text{-}1)$$

$$y = \frac{y_к}{t_z} \text{ (зубцовых делений),} \qquad (22\text{-}2)$$

где $y_к$ — расстояние между сторонами катушки;

[1] Формула пригодна для $m > 2$. При $m = 2$ фазы смещаются на угол $\gamma_p/4$.

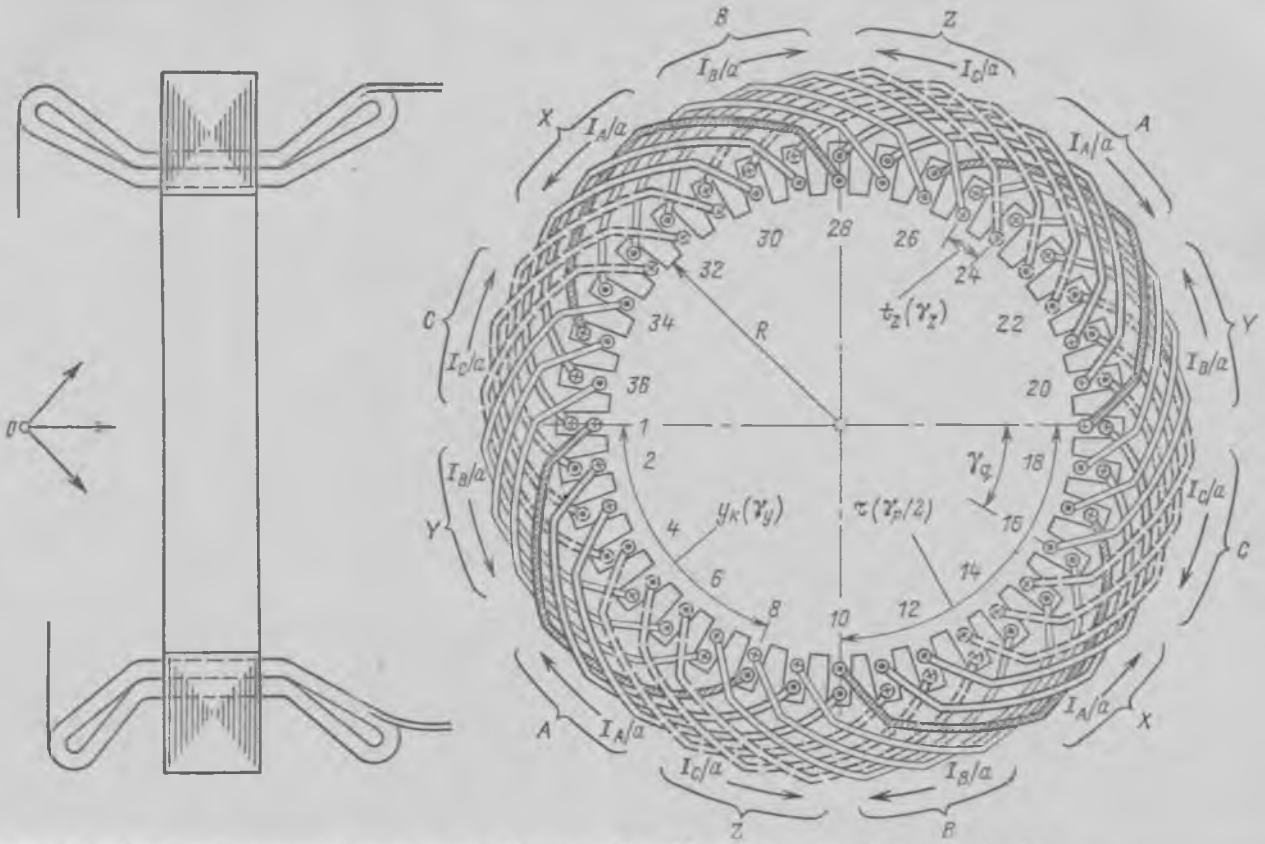


Рис. 22-3. Структура катушек двухслойной обмотки ($Z = 36$, $p = 2$, $m = 3$, $y = 7$, $\tau = 9$).

$t_z = 2\pi R/Z$ — зубцовое деление;

Z — число зубцов (пазов) магнитопровода.

На рис. 22-3 на примере трехфазной двухпериодной обмотки с укороченным шагом $y = 7$, размещающейся в $Z = 36$ пазах, показано, каким образом должны быть распределены катушки по фазам, катушечные стороны по пазам и как должны быть направлены положительные токи в проводниках катушек многофазных двухслойных обмоток.

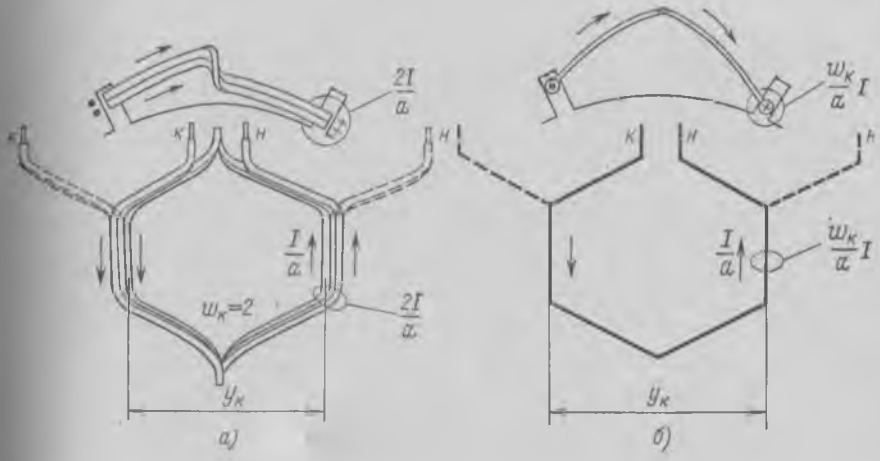


Рис. 22-4. Катушки двухслойной петлевой (сплошная линия) и волновой (пунктирная линия) обмотки (*а*) и их условное изображение (*б*).

Общее число катушек в обмотке равно числу пазов. На фазу приходится $\frac{Z}{m} = \frac{36}{3} = 12$ катушек.

Для образования поля с числом периодов $p = 2$ катушки каждой фазы должны быть разбиты на $2p = 4$ групп, равномерно размещенных по окружности (по одной группе на полюсном делении). В каждую группу входит $q = Z/2pm$ расположенных рядом катушек. Число q равно числу пазов, приходящихся на полюс и фазу обмотки,

$$q = Z/(2pm) = 36/2 \cdot 2 \cdot 3 = 3. \qquad (22\text{-}3)$$

Условимся обозначать катушки номерами пазов, в которых лежат их верхние стороны. Тогда фаза A будет включать в себя следующие группы катушек: *1*, *2*, *3*; *10*, *11*, *12*; *19*, *20*, *21*; *28*, *29*, *30*.

Соседние группы фазы смещены между собой на одно полюсное деление

$$\tau = \frac{Z}{2p} = \frac{36}{4} = 9.$$

Для получения периодического поля по всем катушкам фазы должны протекать одинаковые токи, направления которых при пе-

реходе от одного полюсного деления к другому должны изменяться на обратные. При положительном направлении тока в фазе A (см. рис. 22-2) токи в верхних проводниках катушечной группы *1*, *2*, *3* должны быть направлены «от нас», токи в верхних проводниках катушечной группы *10*, *11*, *12* — «на нас» и т. д. Для облегчения составления схемы катушечным группам с токами в верхних сторонах «от нас» присваивается индекс начала данной фазы A, катушечным группам с токами в верхних сторонах «на нас» — индекс конца данной фазы X.

Структура катушек и токов других фаз при положительных направлениях токов в фазах полностью повторяет структуру катушек фазы A. При этом фаза B оказывается повернутой относительно фазы A против часовой стрелки на угол

$$\frac{\gamma_p}{m} = \frac{2\pi}{pm} = \frac{\pi}{3}, \qquad (22\text{-}4)$$

т. е. смещена по окружности на $\frac{2\tau}{m} = \frac{18}{3} = 6$ пазовых делений.

Фаза C смещена на такой же угол относительно фазы B.

Если катушки фазы разбиты на a идентичных параллельных ветвей, в пределах каждой из которых они включены последовательно, то по катушкам протекает ток параллельной ветви I/a.

Из рис. 22-3 видно, что токи как в верхних, так и в нижних проводниках фазы образуют периодические структуры с числом периодов $p = 2$, причем в обмотке с укороченным шагом токи нижнего слоя повторяют токи верхнего слоя со смещением на $\tau - y = 9 - 7 = 2$ паза по часовой стрелке. Если бы обмотка была выполнена без укорочения шага ($y = \tau$), слои не были бы смещены ($\tau - y = 0$), токи в верхней и нижней части паза во всех пазах были бы одинаковыми и проводники данной фазы на каждом полюсном делении размещались бы в q пазах.

При укороченном шаге (см. рис. 22-3) проводники фазы размещаются на каждом полюсном делении в $q + (\tau - y) = 3 + (9 - 7) = 5$ пазах. Укорочение шага приводит к расширению зоны, занимаемой проводниками фазы на каждом полюсном делении, и, как будет пояснено в § 24-5, приближает распределение поля в зазоре к синусоидальному.

22-3. СХЕМА СОЕДИНЕНИЯ КАТУШЕК В ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКЕ. ЧИСЛО ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ И ВИТКОВ ФАЗЫ

Катушки фазы обмотки могут быть соединены между собой различным образом. В зависимости от способа соединения катушек в пределах фазы обмотку называют п е т л е в о й или в о л н о в о й. В петлевой обмотке q катушек, расположенных на данном полюсном делении, соединяются между собой последовательно и согласно, образуя к а т у ш е ч н у ю г р у п п у. Например, после соединения конца катушки *1* с началом катушки *2* и конца

катушки *2* с началом катушки *3* (рис. 22-5) образуется катушечная группа фазы *A*, состоящая из *1*, *2* и *3* катушек. Аналогично образуются другие катушечные группы фазы *A* (*10*, *11*, *12*; *19*, *20*, *21* и *28*, *29*, *30*).

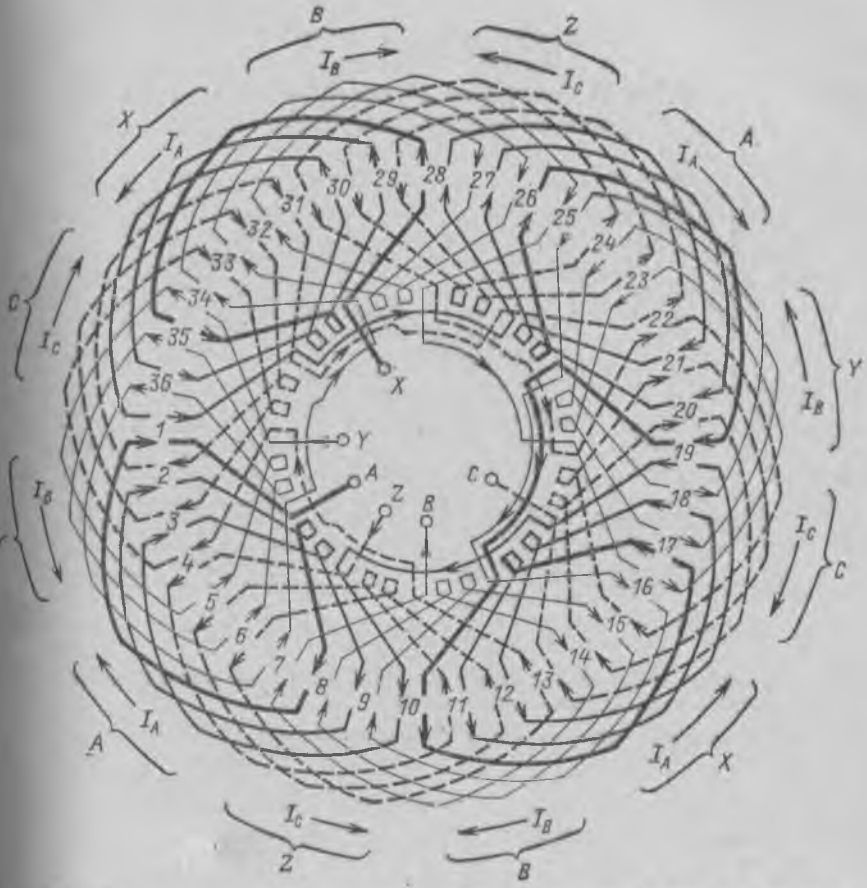


Рис. 22-5. Схема соединения катушек в петлевой обмотке ($Z = 36$, $p = 2$, $m = 3$, $q = 3$, $\tau = 9$, $y = 7$, $a = 1$).

Начало катушечной группы считается совпадающим с началом катушки, имеющей наименьший номер, конец катушечной группы — с концом катушки, имеющей наибольший номер (например, начала катушечных групп совпадают с началами катушек *1*, *10*, *19*, *28*, концы с концами катушек *3*, *12*, *21*, *30*).

Название п е т л е в о й эта обмотка получила из-за того, что при движении вдоль контуров катушек от начала катушечной группы к ее концу происходит петлеобразное перемещение (рис. 22-5). Выводы катушек петлевой обмотки, предназначенные для соединения с соседними катушками, показаны на рис. 22-4. В простей-

шем случае, когда число параллельных ветвей в фазе $a = 1$, катушечные группы петлевой обмотки соединяются между собой последовательно. Такая схема соединения катушек показана на рис. 22-5. Число катушек, фаз и периодов выбрано для этой обмотки таким же, как на рис. 22-3. Заметим, что ради наглядности изображения верхние катушечные стороны показаны условно смещенными против часовой стрелки относительно нижней стороны катушки, расположенной в том же пазу (номер катушки совпадает с номером паза, в котором лежит ее верхняя сторона).

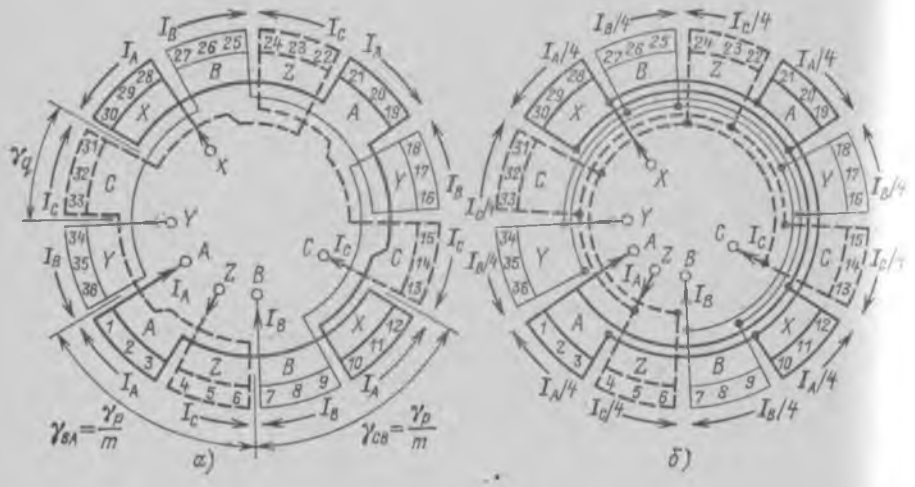


Рис. 22-6. Схема соединения катушечных групп петлевой обмотки по рис. 22-3 при различном числе параллельных ветвей.

а — соединение при $a = 1$; *б* — соединение при $a = 2p = 4$.

Для получения правильного периодического чередования токов в катушечных сторонах фазы катушечная группа *1*, *2*, *3* (с индексом *A*) включается с катушечной группой *10*, *11*, *12* (с индексом *X*) встречно. Конец группы *A* соединяется с концом группы *X*. Начало группы *10*, *11*, *12* (с индексом *X*) соединяется с началом группы *19*, *20*, *21* (с индексом *A*) и т. д.

Если положительные направления токов в катушках намечены заранее (рис. 22-3), то правильный порядок соединения катушек может быть легко установлен.

Схемы соединения катушек других фаз повторяют схему соединения катушек фазы *A*. Схема соединения катушечных групп петлевой обмотки по рис. 22-5 может быть упрощена. Катушечные группы на рис. 22-6 показаны в виде кольцевых секторов, которые охватывают угол $\gamma_p/2m$, занимаемый верхними сторонами ее катушек. Внутри сектора указаны номера катушек группы. У каждой группы имеется два вывода. Началом катушечной группы считается вывод, около которого указан наименьший номер катушек группы.

Схема соединения катушечных групп на рис. 22-6, *а* составлена при $a = 1$ и повторяет схему рис. 22-5. Схема соединений катушечных групп на рис. 22-6, *б* отличается тем, что в ней те же катушечные группы образуют в пределах каждой фазы максимально возможное число параллельных ветвей $a = 2p = 4$. Каждая параллельная ветвь фазы образуется в данном случае только из одной катушечной группы. Положительные направления токов в катушечных группах показаны стрелками при токах I_A/a, I_B/a, I_C/a (от конца к началу в прямых группах A, B, C и от начала к концу в обратных группах X, Y, Z).

Для получения необходимых положительных направлений токов в катушках начала групп A, B, C должны быть присоединены к соответствующим началам фаз (A, B, C), а концы этих групп — к концам фаз (X, Y, Z). Начала групп X, Y, Z должны быть присоединены, наоборот, к соответствующим концам фаз (X, Y, Z), а концы этих групп — к началам фаз (A, B, C).

Возможно также образование схемы обмотки при $2p > a > 1$. В этом случае группы соединяются между собой параллельно-последовательно. Например, для схемы по рис. 22-3 при $a = 2$ в каждую параллельную ветвь войдут по две катушечные группы. Вообще число катушечных групп в параллельной ветви равно $2p/a$. Это число должно быть обязательно целым. Для того чтобы ток между параллельными ветвями делился поровну, параллельные ветви должны быть совершенно идентичны (обладать одинаковыми активными и индуктивными сопротивлениями). Это условие выполняется, если параллельные ветви собраны из одинакового числа правильно соединенных катушечных групп и имеют одинаковое число последовательно соединенных витков

$$w = \frac{2p}{a} q w_к, \qquad (22\text{-}5)$$

где $w_к$ — число витков в катушке;

$qw_к$ — число витков в катушечной группе;

$2p/a$ — число последовательно включенных катушечных групп в параллельной ветви.

22-4. СХЕМА СОЕДИНЕНИЯ КАТУШЕК В ВОЛНОВОЙ ОБМОТКЕ

Распределение катушек по фазам и выбор положительных направлений токов в катушках не зависит от того, будут ли эти катушки соединены по схеме петлевой обмотки или по схеме волновой обмотки. Поэтому структура катушек обмотки при заданных Z, p, y, m (например, структура, показанная на рис. 22-3) в равной мере относится и к петлевой, и к волновой обмотке. Однако в обмотке, называемой *волновой*, применяется иной порядок соединения катушек фаз. Здесь простейшими элементами, из которых образуются параллельные ветви обмотки, являются не «катушечные группы», как в петлевой обмотке, а *волновые обходы* катушек

обмотки. Схема соединения катушек в волновую обмотку из структуры на рис. 22-3 показана на рис. 22-7.

Катушки на рис. 22-7 отличаются от катушек петлевой обмотки только формой выводов. На схеме полностью показаны соединения между катушками фазы *A*. При формировании этой фазы примем за начальную катушку *1*. Для образования первого волнового обхода катушек соединяют конец катушки *1* с началом катушки *19*,

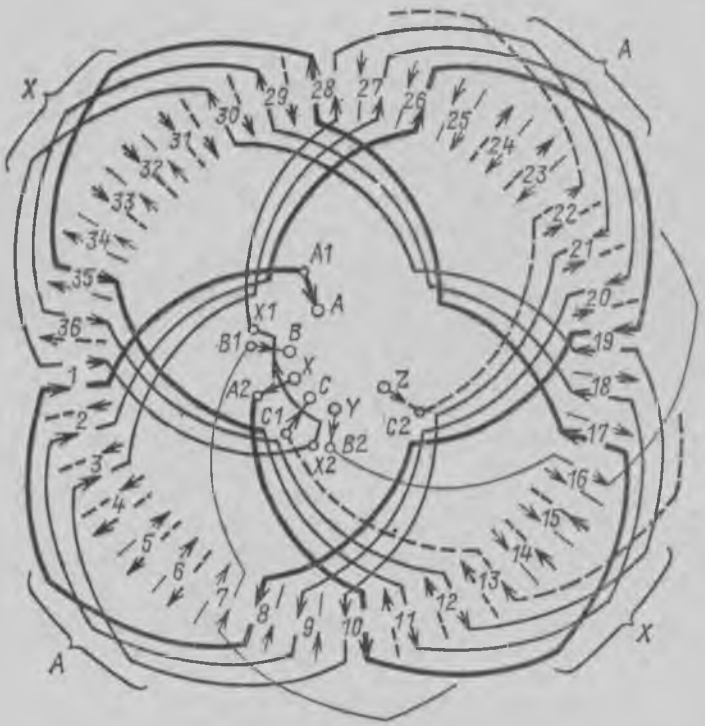


Рис. 22-7. Схема соединения катушек в волновой обмотке ($Z = 36$, $p = 2$, $m = 3$, $q = 3$, $\tau = 9$, $y = 7$).

смещенной относительно катушки *1* на $2\tau = 2 \cdot 9 = 18$ пазов или на угол $\gamma_p = 2\pi/p = \pi$. Пройдя p катушек, совершим один полный обход окружности сердечника. Таким образом, один волновой обход катушек включает в фазу обмотки p включенных последовательно и согласно катушек. В данном случае обход включает в себя две катушки.

После завершения первого обхода нужно совершить второй и последующие обходы, всего q обходов в одном направлении. Чтобы обмотка не замкнулась сама на себя в конце обхода, расстояние между последней катушкой предыдущего обхода (например, катушкой *19* первого обхода) и первой катушкой следующего обхода (например, катушкой *2* второго обхода) должно быть взято не 2

а $2\tau + 1$ (для условий рис. 22-7 это расстояние равно $2\tau + 1 = 2 \cdot 9 + 1 = 19$). Совершив q обходов, получим первую часть обмотки *A1 — X1*, содержащую в нашем примере $q = 3$ обхода (первый обход из катушек *1*, *19*; второй — *2*, *20*, третий — *3*, *21*).

Вторая часть обмотки составляется таким же образом, как и первая, но за начальную нужно взять катушку *10*, смещенную относительно начальной катушки *1* первой части обмотки на $\tau = 9$ пазов или угол $\gamma_p/2 = \pi/2$. Началом *A2* второй части обмотки является начало катушки *10*, а концом *X2* — конец катушки *30*.

Обе части обмотки совершенно идентичны, так как они содержат одинаковое число последовательно и согласно включенных катушек (каждая часть содержит pq катушек). Поэтому они могут быть включены не только последовательно, но и параллельно. При их последовательном включении образуется обмотка с одной параллельной ветвью в фазе ($a = 1$), при параллельном включении — обмотка с двумя параллельными ветвями ($a = 2$).

При числе параллельных ветвей $a = 1$ (рис. 22-7) для получения правильных положительных направлений токов первая и вторая части должны быть включены встречно: конец *X1* первой части соединяется с концом *X2* второй части перемычкой. Начало *A1* первой части является началом *A* фазы, а начало *A2* второй части — концом *X* фазы.

При числе параллельных ветвей $a = 2$ первая и вторая части включаются параллельно. К началу *A* фазы присоединяется начало *A1* первой части и конец *X2* второй части, к концу *X* фазы — конец *X1* первой части и начало *A2* второй части.

Две другие фазы обмотки (на рис. 22-7 показаны только первая и последняя катушки) формируются так же, как и фаза *A*. Число витков в параллельной ветви фазы обмотки определяется по-прежнему по (22-5).

22-5. ВЫБОР ТИПА И ПАРАМЕТРОВ ОБМОТКИ

Петлевая и волновая обмотки, составленные из одинаковых катушек (с одинаковым сечением проводников, с одинаковым числом витков $w_к$ и одинаковым шагом y), имеющие одинаковые числа фаз m и параллельных ветвей a и предназначенные для образования магнитного поля с одним и тем же числом периодов p, в электромагнитном отношении совершенно идентичны, так как при одном и том же токе фазы образуют одинаковые магнитные поля. Они отличаются друг от друга только общей длиной провода, требующегося для изготовления катушек и соединений между ними. При большом числе витков в катушках и большом числе пазов на полюс и фазу, когда роль соединений невелика, общая длина провода практически одинакова. При малом числе пазов на полюс и фазу $q \approx 2 \div 3$, большом числе периодов и малом числе витков в катушке и, особенно в предельном случае, когда $w_к = 1$, выгоднее применение волновой обмотки. В этом случае экономия проводникового

материала может составить 5—10% (бо́льшая цифра относится к машинам с относительно малой длиной сердечника $l/\tau \approx 1{,}5$, меньшая — с относительной длиной сердечника $l/\tau \approx 3{,}0$). При малом числе периодов (например, при $p = 1 \div 2$), когда длина перемычек между двумя частями обмотки фазы (*A1—X1* и *A2—X2*) велика по сравнению с общей длиной соединений, волновую обмотку применять нецелесообразно.

Технологически одновитковые катушки образуются (спаиваются) из двух полукатушек, называемых с т е р ж н я м и. Как волновые,

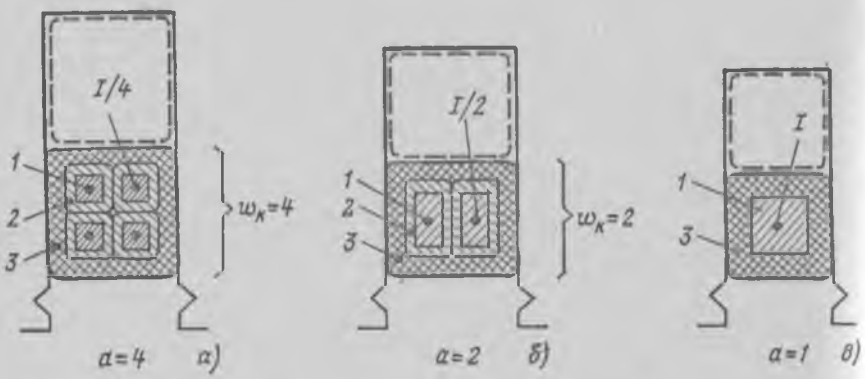


Рис. 22-8. Обмотки с одинаковым током $I\,w_к/a$ в катушечных сторонах.

1 — эффективный проводник с током I/a; *2* — витковая изоляция эффективных проводников друг от друга; *3* — корпусная изоляция проводников от стенок паза.

так и петлевые одновитковые обмотки, собранные из стержней, называются с т е р ж н е в ы м и о б м о т к а м и. Обмотки, у которых ток в катушечной стороне $Iw_к/a$ одинаков

$$Iw_к/a = \text{idem}$$

равноценны в отношении образования магнитного поля.

При этом они могут иметь различное число витков в катушках $w_к$ и различное число параллельных ветвей в фазах a. На рис. 22-8 в качестве примера показаны катушечные стороны трех таких идентичных в отношении образования магнитного поля обмоток (предполагается, что в остальном эти обмотки ничем не отличаются друг от друга, т. е. $Z = \text{idem}$; образуют одинаковое число периодов $p = \text{idem}$; имеют одинаковое число фаз $m = \text{idem}$, одинаковый шаг y и одинаковую плотность тока J в проводниках).

Выбор числа параллельных ветвей и числа витков (при $Iw_к/a = \text{idem}$) связан с технологией изготовления обмотки и надежностью ее работы. Если удается выбрать число параллельных ветвей a таким, чтобы получилась одновитковая катушка, $w_к = 1$, то обычно останавливаются на этом варианте (рис. 22-8, *в*), поскольку в одновитковой двухслойной обмотке (обычно стержневой) корпусная изоляция выполняет одновременно функции витковой изоляции

и надежность изоляции при уменьшении расхода изоляционных материалов и места, занимаемого катушкой в пазу, получается повышенной (ср. по расходу изоляционных материалов рис. 22-8, *а* и *б*).

22-6. МОДЕЛЬ ПЕРИОДА ОБМОТКИ. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ УГЛЫ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ ОБМОТКИ

Многополюсные многофазные обмотки предназначаются для образования периодических магнитных полей. Такое *периодическое магнитное поле образуется обмоткой, структура которой повторяется на каждом периоде обмотки*. Например, структура обмотки на периоде от паза *1* до паза *18* (по рис. 22-3) полностью повторяется на периоде от паза *19* до паза *36* (при перемещении против часовой стрелки на любом из периодов). В такой обмотке токи в пазах, равноотстоящих от начал периодов, т. е. токи в пазах, смещенных на целое k число периодов и имеющих номер $N + 2\tau k$, всегда одинаковы (например, в пазах $N = 6$ и $N + 2\tau k = 6 + 2 \cdot 9 \cdot 1 = 24$ размещаются и одинаково направленные токи фаз C и B).

Для получения исчерпывающего представления о структуре обмотки достаточно изобразить только один ее период. Добавив к изображению одного периода изображения еще и других периодов, мы не получим никакой новой информации о свойствах обмотки.

Моделью периода многопериодной обмотки является обмотка однопериодной (двухполюсной) машины, имеющая то же число фаз m, то же число пазов на полюс и фазу q, то же полюсное деление τ, такой же шаг обмотки y и такое же число витков в катушках $\omega_к$.

Модель периода обмотки по рис. 22-3 показана на рис. 22-9. Нетрудно проверить, что она повторяет период структуры обмотки по рис. 22-3. (Токи в пазу N модели совпадают с токами в пазу $N + 2\tau k$ оригинала, где $k = 0$ или 1, $\tau = 9$.) Модель изображает одновременно любой из периодов многополюсной обмотки (как период от паза *1* до паза *18*, так и период от паза *19* до паза *36*).

Сравнивая изображения многополюсной обмотки (рис. 22-3) и ее модели (рис. 22-9, *а*), можно заметить, что угловой период обмотки модели $\alpha_p = 2\pi$ в p раз больше, чем угловой период самой многополюсной обмотки, равный

$$\gamma_p = 2\pi/p, \quad \text{т. е.} \quad \alpha_p = p\gamma_p = 2\pi.$$

Во столько же раз увеличиваются при переходе к модели все углы между сходственными элементами обмотки и ее модели

$$\alpha = p\gamma. \tag{22-6}$$

где γ — угол между некоторыми элементами обмотки;

α — угол между теми же элементами в модели обмотки.

В теории электрических машин угол γ между некоторыми элементами обмотки, измеренный на ее полном многополюсном изобра-

жении, называют «геометрическим углом» (или просто «углом» в обычном понимании). Угол же $\alpha = p\gamma$ между теми же элементами обмотки, измеренный на ее однопериодной модели — «электрическим углом».

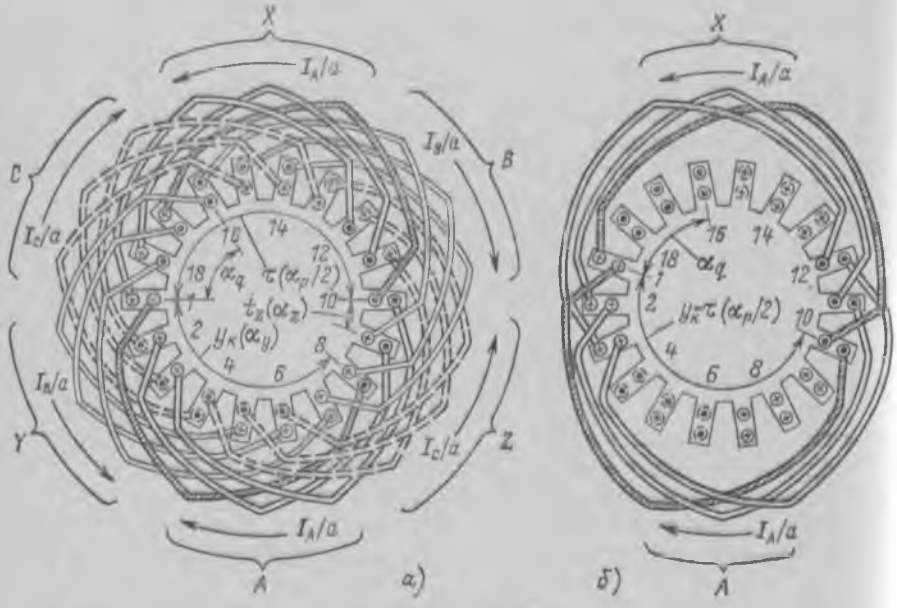


Рис. 22-9. Модели периодов двухслойных обмоток.

а — модель обмотки по рис. 22-3, имеющей $\tau = 9$, $y = 7$, $q = 3$, $m = 3$; *б* — модель обмотки, имеющей $\tau = y = 9$, $q = 3$, $m = 3$).

«Электрические углы» между характерными элементами обмотки (углы в модели) определяют основные свойства обмотки (независимо от числа периодов). Угловой период p-периодной обмотки соответствует электрическому углу

$$\alpha_p = 2\pi.$$

Зубцовое деление в модели охватывает угол

$$\alpha_Z = \frac{2\pi}{2mq} = \frac{\pi}{mq}. \qquad (22\text{-}7)$$

В многополюсной обмотке зубцовое деление охватывает угол

$$\gamma_Z = \frac{2\pi}{Z} = \frac{2\pi}{2pmq} = \frac{\pi}{pmq}.$$

Фазная зона, занятая проводниками фазы (в одном слое) на каждом полюсном делении, в модели охватывает угол

$$\alpha_q = q\alpha_Z = \frac{\pi}{m}, \qquad (22\text{-}8)$$

т. е. $1/m$ часть полюсного деления (в многополюсной обмотке эта зона охватывает угол $\gamma_q = q\gamma_z = \frac{\pi}{pm}$).

Шаг обмотки в модели охватывает угол

$$\alpha_y = \frac{y_к}{\tau}\pi. \qquad (22\text{-}9)$$

В многополюсной обмотке шаг охватывает угол

$$\gamma_y = \frac{y}{\tau}\frac{\gamma_p}{2} = \frac{y}{\tau}\frac{\pi}{p}.$$

Правила составления структуры однопериодной обмотки модели ничем не отличаются от изложенных выше правил составления структуры многопериодной обмотки. В качестве примера на рис. 22-9, *б* составлена структура модели, изображающей обмотку, которая отличается от обмотки по рис. 22-3 только тем, что в ней отсутствует укорочение шага, т. е. $y = \tau$. Модель по рис. 22-9, *б* иллюстрирует отмеченное выше отсутствие смещения верхнего и нижнего слоя обмотки при $y = \tau$, при котором все проводники фазы на данном полюсном делении размещаются только в q пазах (в данном случае в $q = 3$ пазах). Сравните с рис. 22-9, *а*, на котором $y = 7$, $\tau = 9$ и проводники фазы на полупериоде размещаются в $q + (\tau - y) = 3 + (9 - 7) = 5$ пазах.

22-7. ДВУХСЛОЙНЫЕ ОБМОТКИ С ДРОБНЫМ ЧИСЛОМ q ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

Двухслойные обмотки, рассмотренные выше, были выполнены с целым числом q пазов на полюс и фазу. Иными словами, в этих обмотках на всех полюсных делениях размещалось одинаковое число q катушек каждой из фаз (на рис. 22-3, 22-5, 22-7 по $q = 3$ катушки каждой из фаз). Кроме этой, наиболее часто употребляемой и наиболее просто устроенной разновидности обмоток, применяются также и двухслойные обмотки с дробным числом q пазов на полюс и фазу, имеющие ряд достоинств при малом числе пазов на полюс и фазу $q < 3$ и большом числе периодов в обмотке.

Поскольку число катушек фазы на каждом полюсном делении может быть только целым, ясно, что в этой обмотке дробным является среднее число q катушек обмотки, приходящихся на полюс и фазу обмотки.

Дробное число q можно представить в виде

$$q = b + \frac{c}{d},$$

где b — целое число;

c/d — правильная несократимая дробь.

При $b \geqslant 1$ (обычно применяются только такие обмотки) каждая фаза содержит $2p$ катушечных групп (на каждом полюсном делении по группе). Нетрудно проверить, что для получения заданного дробного числа q пазов на полюс и фазу нужно, чтобы на части полюсов (а именно на $n = 2pc/d$ полюсах) располагались «большие группы катушек» фазы, образованные из $b + 1$ катушек, а на остальных полюсах (т. е. на $2p - n$ полюсах) располагались «малые группы катушек» фазы, образованные из b катушек.

Действительно при таком соотношении чисел «больших» и «малых» катушечных групп число катушек на полюс и фазу будет равно

$$q = \frac{n(b+1)+(2p-n)b}{2p} = b + \frac{c}{d}.$$

Число d, называемое «знаменателем дробности», равно числу полюсных делений, на которых располагается повторяющаяся по своей структуре часть обмотки. Вся обмотка состоит из $2p/d$ одинаковых по своей структуре частей; обмотка выполнима при $2p/d$ — целое число; кроме того, знаменатель дробности d не должен быть в симметричной m-фазной обмотке кратен числу фаз (например, 3 в трехфазной обмотке). Поскольку обмотка должна образовывать периодическое поле, число полюсных делений в ней должно быть обязательно четным. Поэтому «первоначальная» (повторяющаяся) часть дробной обмотки, называемая «первоначальной обмоткой», при четном d располагается на d полюсных делениях, а при нечетном d — на $2d$ полюсных делениях.

При четном d вся обмотка состоит из $2p/d$ первоначальных обмоток, при нечетном d — из $2p/2d$ первоначальных обмоток.

В любом случае «первоначальная обмотка» размещается в $Z' = Z/k$ пазах и ей соответствует $p' = p/k$ полюсов, где k — общий наибольший делитель чисел Z и p, равный числу «первоначальных обмоток» в заданной обмотке.

Как мы видели, особенность обмоток с дробным числом q заключается в том, что они состоят из катушечных групп с различными числами катушек: в «малых» группах по b катушек, в «больших» — по $b + 1$ катушек. Эти группы чередуются в определенном порядке в зависимости от дробной части числа q. Знаменатель дробности d равен числу катушечных групп всех фаз обмотки, через которое повторяется чередование «малых» и «больших» групп. В одном «чередовании» обмотки из d катушечных групп имеется $d - c$ «малых» и c «больших» групп. Каждому полюсному делению соответствует одна катушечная группа фазы (при $q > 1$). Полное число катушечных групп трехфазной равно $6p$. Число «чередований» всей обмотки $6p/d$. (При $b = 0$ обмотка состоит только из «больших» групп по одной катушке в каждой.)

Максимальное число параллельных ветвей обмотки фазы $a_{max} = 2p/d$. Любое возможное меньшее число параллельных ветвей a определяется из условия: $2p/ad$ равно целому числу.

Один из простых способов составления схемы дробной петлевой двухслойной обмотки заключается в следующем.

1. Определяются числа катушек в «малой» группе b и в «большой» группе $b + 1$.

2. Записывается ряд из c чисел: $\frac{d}{c}$; $2\frac{d}{c}$; $3\frac{d}{c}$; ...; $c\frac{d}{c} = d$.

Каждое дробное число заменяется ближайшим большим целым числом и в результате получается ряд из c чисел: N_1; N_2; N_3; ...; d.

Этот ряд чисел указывает номера «больших» групп в порядке следования катушечных групп всех фаз вдоль окружности сердечника для одного «чередования» обмотки.

3. Номера 1, 2, ..., $N_1 - 1$ присваиваются «малым» катушечным группам по b катушек в каждой. Следующая N_1-я катушечная группа — «большая» — состоит из $b + 1$ катушек. Далее аналогичным образом формируются следующие катушечные группы: группы с номерами N_2, N_3, ..., d — «большие», остальные группы — «малые». В таком же порядке составляются еще $\frac{bp}{d} - 1$ «чередований» всей обмотки (имеется в виду трехфазная обмотка).

4. Катушечные группы распределяются по фазам. В одну фазу включается каждая третья катушечная группа.

Положительные направления токов в соседних катушечных группах (принадлежащих разным фазам) выбираются противоположными. Соседние катушечные группы в фазе включаются встречно.

5. Одна параллельная ветвь обмотки может быть образована из d последовательно включенных катушечных групп фазы.

6. После составления схемы соединения катушек фазы A (ее начало удобно совместить с началом первой катушечной группы в первом из «чередований») выводы и соединения между параллельными ветвями в фазах B и C могут быть выбраны различными способами.

а) Все соединения между катушечными группами в фазе B могут повторять соединения в фазе A со смещением на две катушечных группы. Соединения в фазе C повторяют соединения в фазе A со смещением на четыре группы.

б) Все соединения между катушечными группами в фазе B (C) смещаются при четном d на одно «чередование» относительно соединений в фазе A (т. е. на d катушечных групп), а при нечетном d на два «чередования» (т. е. на $2d$ катушечных групп). Соединения в фазе C (B) смещаются еще на столько же катушечных групп.

В случае «а» фазы идентичны только в отношении образования магнитного поля; последовательность включения «малых» и «больших» катушечных групп в фазах получается различной. В случае «б» фазы получаются вполне одинаковыми не только в отношении образования магнитного поля, но и по структуре катушечных групп (фаза B может быть получена путем поворота фазы A на соответствующий угол).

Пример. $Z = 42$, $2p = 8$, $m = 3$, $q = 1^3/_4$ ($b = 1$, $c = 3$, $d = 4$); $y = 4$, $a = 1$.

Число катушечных групп в первоначальной обмотке

$$3d = 3 \cdot 4 = 12.$$

Число катушечных групп в первоначальной обмотке на одну фазу

$$d = 4.$$

Число катушек в «малых» группах $b = 1$. Число катушек в «больших» группах $b + 1 = 2$.

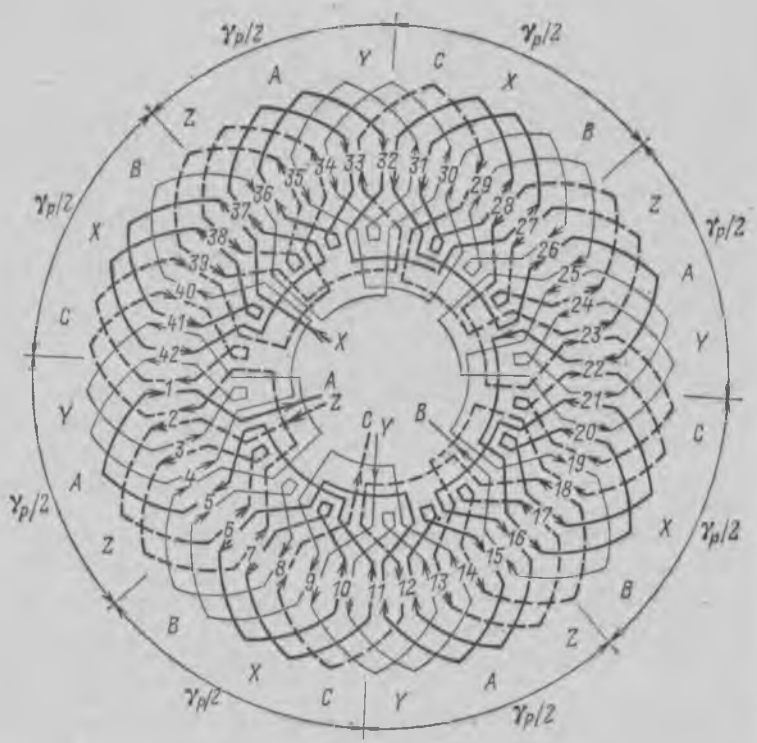


Рис. 22-10. Схема соединения петлевой двухслойной обмотки с дробным числом катушек (пазов) на полюс и фазу ($Z = 42$, $p = 4$, $m = 3$, $y = 4$, $a = 1$, $q = 1^3/_4$).

Номера «больших» катушечных групп в одном «чередовании» определяются рядом чисел

$$\frac{d}{c} = \frac{4}{3} = 1\frac{1}{3}; \quad 2\frac{d}{c} = 2\frac{2}{3}; \quad 3\frac{d}{c} = 4,$$

которые должны быть округлены до ближайших больших целых чисел: 2, 3, 4.

Число «чередований» всей обмотки

$$\frac{6p}{d} = \frac{6 \cdot 4}{4} = 6.$$

Распределение катушечных групп вдоль окружности сердечника и по фазам (цифра указывает число катушек в катушечной группе; чертой разделены «чередования»)

1 2 2 2	1 2 2 2	1 2 2 2	1 2 2 2	1 2 2 2	1 2 2 2
A Z B X	C Y A Z	B X C Y	A Z B X	C Y A Z	B X C Y

Буквами A, B, C обозначены прямые катушечные группы; X, Y, Z — обратные катушечные группы фаз. Начала и концы первых первоначальных обмоток фаз, намеченные по способу *б* (см. выше), подчеркнуты одной чертой, начала и концы вторых первоначальных обмоток фаз подчеркнуты двумя чертами (начало первоначальной обмотки совпадает с началом прямой катушечной группы, конец первоначальной обмотки — с концом обратной катушечной группы).

Схема обмотки показана на рис. 22-10. Изучая схему обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу, можно заметить, что период структуры обмотки (и поля, образованного токами) соответствует длине «первоначальной обмотки», располагающейся на $2p/k$ полюсных делениях τ или в пределах угла $2\pi/k$, где k — общий наибольший делитель чисел Z и p (в рассмотренном примере при $Z = 42$, $p = 4$ и $k = 2$ период структуры составляет $2p/k = 2 \cdot 4/2 = 4$ полюсных деления, $\frac{2p}{k}\tau = \frac{2p}{k} mq = \frac{2 \cdot 4}{2} \cdot 3 \cdot (1^3/_4) = 21$ пазовое деление или угол $2\pi/k = \pi$. Например, на рис. 22-10 структура токов и катушек в зоне от паза *1* до паза *22* полностью повторяется в зоне от паза *22* до паза *42*.

Однако наиболее четко выражена в обмотке с дробным q повторяемость распределения токов (и поля, образованного токами) примерно через два полюсных деления 2τ или угол $\gamma_p = 2\pi/p$ (так, группы катушечных сторон фазы A на рис. 22-10 с чередующимися направлениями токов повторяются примерно через угол $\frac{\gamma_p}{2} = \frac{2\pi}{p} \cdot \frac{1}{2} = \frac{2\pi}{4} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\pi}{4}$, показанный на рисунке; группы с одинаковыми направлениями токов — через угол γ_p). И хотя эти группы содержат не вполне одинаковое количество катушечных сторон (три стороны содержатся в пазах *41*, *42*, *1*; три стороны — в *5*, *6*, *7*; четыре стороны — в *10*, *11*, *12*; четыре стороны — в *15*, *16*, *17* и т. д.; в общем случае или $2(b + 1)$ сторон или $2b + 1$ сторон), именно эта наиболее выраженная периодичность является наиболее существенной для образования магнитного поля обмотки с требуемым числом периодов p.

Модель структуры обмотки с дробным q не может быть выполнена двухполюсной. Модель, изображающая период структуры, должна содержать $2p' = 2p/k$ — полюсных делений, т. е. такое число полюсных делений, на котором размещается «первоначальная обмотка».

22-8. ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Обмотки возбуждения предназначаются для образования разноименнополюсного магнитного поля. Обмотка возбуждения представляет собой однофазную разноименнополюсную обмотку, питаемую постоянным током.

Две основные разновидности исполнения этой обмотки рассмотрены в § 19-2. На рис. 19-2, *в* было показано устройство сосредоточенной обмотки возбуждения, применяемой при явнополюсной конструкции сердечника. Эта обмотка выполняется так же, как однофазная двухслойная, но имеет всего по одной катушке в катушечной группе (число ее катушек на полюс и фазу q равно 1). Кроме того, эта обмотка выполняется без укорочения шага ($y_к = \tau$) и отличается тем, что ее катушечные стороны располагаются в пазах рядом друг с другом, занимая по половине ширины паза (рис. 19-2, *в*). Схема сосредоточенной (двухслойной) обмотки возбуждения, размещающейся в пазах *1*—*8* между полюсами, приведена на рис. 22-11. Конструктивное исполнение ротора с такой обмоткой рассмотрено в § 51-3.

Число последовательно включенных витков в сосредоточенной обмотке возбуждения без параллельных ветвей $w = 2pw_к$, где $w_к$ — число витков в катушке обмотки.

Другое возможное исполнение обмотки возбуждения показано на рис. 19-2, *г*. Эта обмотка возбуждения называется р а с п р е д е л е н н о й и применяется при неявнополюсной конструкции сердечника. В отличие от сосредоточенной обмотки возбуждения, для размещения которой предусмотрено только по одному пазу на каждом полюсном делении ($q = 1$), данная обмотка размещается в $q > 1$ пазах на каждом полюсном делении, причем в каждом пазу располагается только одна катушечная сторона. Это позволяет называть рассматриваемую обмотку однослойной.

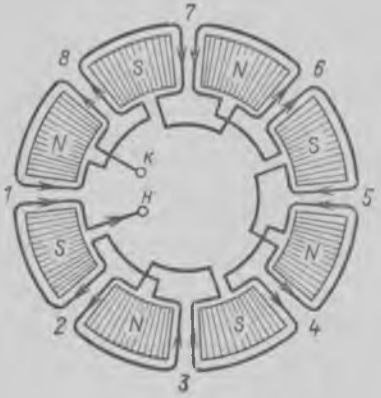


Рис. 22-11. Схема сосредоточенной обмотки возбуждения ($p = 4$, $\tau = y$, $q = 1$).

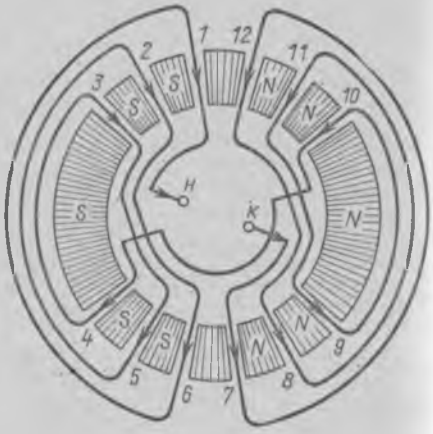


Рис. 22-12. Схема распределенной однослойной обмотки возбуждения ($p = 1$, $q = 6$).

Обычно обмотка имеет четное число q пазов на полюс и фазу. В этом случае на каждом полюсном делении имеется по $q/2$ концентрически расположенных катушек. Как видно из схемы распределенной обмотки возбуждения, представленной на рис. 22-12, ее катушки имеют различную ширину. Расчетный шаг обмотки, понимаемый как расстояние между двумя соседними группами пазов, заполненных проводами с токами, в этой обмотке также равен полюсному делению $y_к = \tau$. С целью приближения формы магнитного поля обмотки к синусоидальной пазы с обмоткой размещаются примерно на 2/3 полюсного деления (на рис. 22-12 обмотка размещается в 12 пазах). Конструктивное исполнение ротора с распределенной обмоткой возбуждения рассмотрено в § 51-4.

Число последовательных витков в распределенной однослойной обмотке возбуждения без параллельных ветвей $w = pqw_к$, где $w_к$ — число витков в катушке обмотки.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

ПОДХОД К РАСЧЕТУ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЕ

23-1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Процессы преобразования энергии в электрической машине индуктивного типа связаны с ее магнитным полем. Поэтому расчет магнитного поля, образуемого токами в обмотках, представляет собой одну из наиболее важных задач теории электрических машин.

В общем виде эта задача состоит в определении индукции магнитного поля B по заданному пространственному распределению плотности тока J в обмотках машины (рис. 23-1) и может быть решена методами теории электромагнитного поля.

Вектор напряженности этого магнитного поля должен удовлетворять первому уравнению Максвелла

$$\text{rot}\, H = J, \qquad (23\text{-}1)$$

уравнению связи между индукцией и напряженностью магнитного поля

$$B = \mu_a H, \qquad (23\text{-}2)$$

где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость среды, и уравнению непрерывности

$$\text{div}\, B = 0, \qquad (23\text{-}3)$$

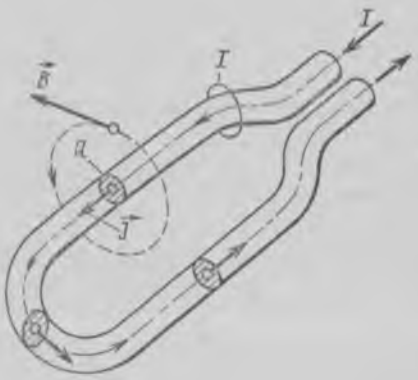


Рис. 23-1. Образование магнитного поля.

означающему, что линии магнитного поля всегда замкнуты.

Вектор плотности тока J в большинстве случаев равномерно распределен по сечению проводника Q

$$J = I/Q$$

и направлен вдоль оси проводника в ту сторону, в которую течет ток I (рис. 23-1).

Обычно проводники обмоток располагаются в пазах магнитопроводов и магнитное поле существует в объеме, занятом магнитопроводами статора и ротора, в немагнитном зазоре между ними и в пространстве, окружающем лобовые части обмоток (рис. 23-2). Во многих случаях это поле проникает также в магнитные и проводящие конструктивные части машины (вал, станину, подшипниковые щиты и т. д.).

Для того чтобы рассчитать магнитное поле, к общим уравнениям поля (23-1) — (23-3) должны быть добавлены уравнения поверхностей

$$f_{ik}(x, y, z) = 0, \qquad (23\text{-}4)$$

отделяющих друг от друга среды i и k с неодинаковыми относительными магнитными проницаемостями $\mu_{ri} \neq \mu_{rk}$ (в первую очередь, уравнения поверхностей, ограничивающих магнитопроводы), а также граничные условия для тангенциальных и нормальных составляющих векторов магнитного поля на поверхностях, отделяющих i-ю среду от k-й среды,

$$\left.\begin{aligned} H_{it} &= H_{kt}; \\ B_{in} = \mu_{ri} H_{in} &= \mu_{rk} H_{kn} = B_{kn}. \end{aligned}\right\} \qquad (23\text{-}5)$$

где H_{it}, H_{kt} — тангенциальные составляющие напряженности магнитного поля на граничной поверхности;

B_{in}, B_{kn} — нормальные составляющие магнитной индукции в тех же точках на граничной поверхности.

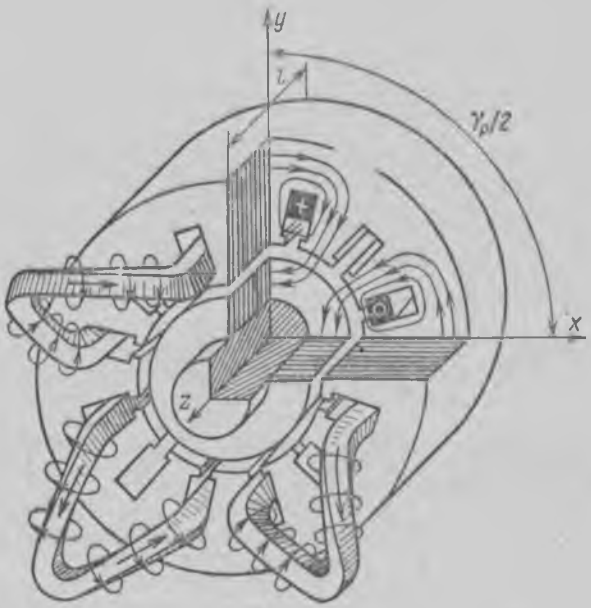


Рис. 23-2. Магнитное поле периодической системы катушек.

В тех случаях, когда магнитную проницаемость стали магнитопроводов μ_{rc} нельзя считать бесконечно большой по сравнению с относительной магнитной проницаемостью областей, заполненных воздухом, изоляционными материалами и проводниками обмоток, требуется учитывать нелинейные магнитные свойства ферромагнитных материалов, характеризующиеся зависимостью относительной магнитной проницаемости от напряженности магнитного поля

$$\mu_{rc} = f(H). \qquad (23\text{-}6)$$

Система (23-1) — (23-6) однозначным образом описывает магнитное поле в машине, однако ее аналитическое решение методами

теории поля в большинстве случаев оказывается невозможным. Это связано главным образом со сложной формой поверхностей, ограничивающих магнитопроводы и проводники с токами, а также необходимостью учитывать нелинейные магнитные свойства ферромагнитных материалов. Дополнительные трудности возникают в связи с тем, что взаимное пространственное расположение магнитопроводов и проводников с токами все время изменяется и решение приходится повторять для всех их возможных положений.

23-2. ДОПУЩЕНИЯ ПРИ РАСЧЕТЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И ЕГО ПРЕДСТАВЛЕНИЕ В ВИДЕ СУММЫ ПОЛЕЙ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИСТЕМ КАТУШЕК

Для получения возможности аналитически решить задачу определения поля в машине и затем рассчитать индуктивные параметры обмоток в теории электрических машин используется ряд упрощений и расчетных приемов.

1. Учитывается периодический характер магнитного поля в машине, связанный с периодичностью распределения токов в обмотке (см. § 22-2). Поле повторяется при смещении на период. Поэтому при расчете поля машины вместо всего объема поля достаточно рассмотреть поле в пределах периода γ_p или даже полупериода $\gamma_p/2$. На рис. 23-3 показан в увеличенном масштабе один полупериод поля в активной зоне машины по рис. 23-2.

2. Принимается допущение о бесконечно большой магнитной проницаемости ферромагнитных магнитопроводов μ_{rc} по сравнению с магнитной проницаемостью вакуума. Поскольку μ_{rc} (при индукции 1,5—2,0 Тл) составляет несколько десятков или сотен, это допущение не приводит к существенным ошибкам в определении поля. Кроме того, при этом не исключается возможность впоследствии в практических расчетах приближенно учесть конечное значение магнитной проницаемости μ_{ac} и магнитного сопротивления ферромагнитных участков магнитной цепи.

3. Приняв допущение п.2, можно использовать метод наложения и определять магнитное поле машины как сумму полей отдельных ее обмоток. В свою очередь поле обмотки определять как сумму полей, образованных токами в элементарных периодических системах катушек[1].

Периодической системой катушек назовем совокупность из $2p$ катушек, равномерно распределенных по окружности, смещенных относительно друг друга на полпериода и соединенных таким образом, чтобы они образовывали периодическую структуру токов с числом периодов p.

Такая периодическая система катушек выделена толстыми линиями на рис. 22-3, 22-5, 22-7 (верхние стороны катушек системы

[1] Рассматриваются только обмотки с целым q числом пазов на полюс и фазу (см. § 22-2).

размещаются на этих рисунках в пазах *1*, *10*, *19* и *28*). Обратившись к схемам многофазных обмоток, показанным на упомянутых рисунках, можно убедиться в том, что любая из обмоток распадается на сумму периодических систем катушек. Фаза обмотки образуется из q периодических систем катушек, смещенных в пространстве относительно друг друга на одно зубцовое деление. Во всей обмотке содержится mq периодических систем катушек.

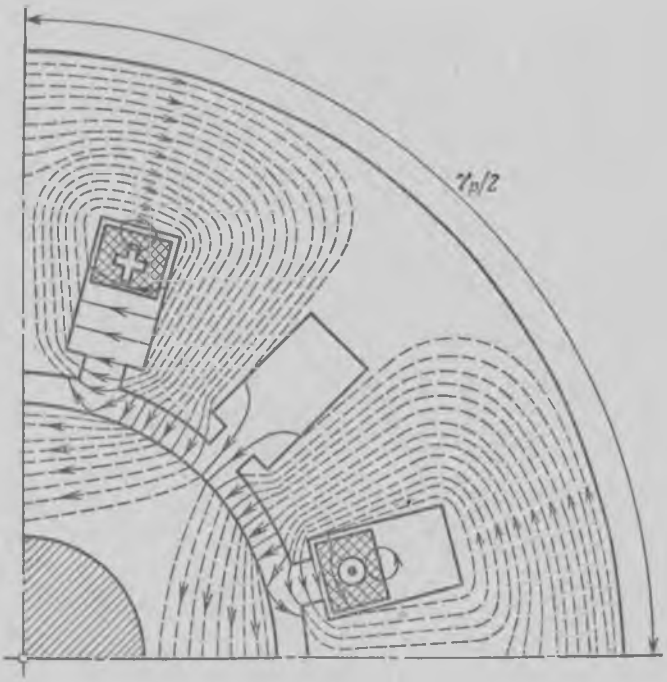


Рис. 23-3. Увеличенный элемент магнитного поля по рис. 23-2 в пределах полупериода.

Для определения полного поля обмотки достаточно рассчитать магнитное поле одной периодической системы катушек с единичным током $I = 1$, определить поля всех периодических систем при заданных мгновенных токах в них путем пропорционального увеличения поля от единичного тока и просуммировать эти поля, учитывая их расположение в пространстве.

Таким образом, сложнейшая задача расчета магнитного поля, образованного токами во всех обмотках машины, сводится к более простой задаче — определению поля периодической системы катушек при бесконечно большой относительной магнитной проницаемости магнитопроводов $\mu_{rc} = \infty$.

23-3. ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СТРУКТУРА МАГНИТНОГО ПОЛЯ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ

С пространственной структурой поля многофазной обмотки можно познакомиться на примере поля ее простейшего элемента — периодической системы катушек, магнитное поле которой показано на рис. 23-2. Число периодов поля равно двум. На каждом полупериоде располагается одна катушка с током, имеющая укороченный шаг. При смещении на полпериода $\gamma_p/2$ поле повторяется с обратными знаками. Магнитное поле в объеме магнитопроводов, линии которого показаны на рис. 23-3 пунктиром, при бесконечно большой магнитной проницаемости может не рассматриваться (энергия этого поля равна нулю). Магнитное поле в немагнитном пространстве может быть разделено на три характерных поля:

а) поле в области зазора;

б) поле в области пазов с токами;

в) поле в области лобовых частей.

Наибольшую роль при расчете машины играет поле в области зазора между магнитопроводами. Энергия этого поля значительно превосходит энергию других рассматриваемых полей, вот почему его расчету будет в дальнейшем уделено наибольшее внимание. Линии поля в зазоре показаны на рис. 23-3 сплошными и более толстыми. Это поле обладает следующими особенностями: во-первых, линии этого поля в пределах длины магнитопровода l лежат в плоскостях, перпендикулярных оси z, а само поле повторяется в каждой из этих плоскостей, что позволяет называть это поле плоскопараллельным (или двухмерным); во-вторых, все линии этого поля пересекают зазор, определяют потокосцепление и взаимную индуктивность между рассматриваемой обмоткой и обмотками, располагающимися на другом магнитопроводе, что дает основание называть это поле полем взаимной индукции; и в-третьих, в области этого поля отсутствуют распределенные токи, что дает возможность использовать при расчете этого поля понятие скалярного магнитного потенциала (см. § 23-4).

Поле в области паза с током показано более крупно на рис. 23-4. Линии этого поля сцеплены только с проводниками рассматриваемой обмотки. Они нигде не пересекают зазор и не сцепляются с обмотками, расположенными на другом магнитопроводе. Поля такого рода называют полями рассеяния. Область поля пазового рассеяния отделяется от области поля взаимной индукции в зазоре характерными линиями поля *01* и *04*, проходящими через точку *0* на поверхности другого магнитопровода.

При более детальном рассмотрении поле пазового рассеяния представляют в виде суммы поля рассеяния в пазу, существующего непосредственно в области паза (т. е. внутри паза до линии *23*), и поля рассеяния по головкам зуб-

ц о в, линии которого выходят в область зазора и существуют в пределах области *О1234О*.

Поле пазового рассеяния в пределах длины магнитопровода плоскопараллельно. Оно повторяется в любом поперечном сечении машины, а его линии лежат в плоскости таких сечений. Расчет поля пазового рассеяния сложнее, чем расчет поля в области зазора, поскольку в области пазов имеется распределенный ток (плотность этого тока J в пределах сечения катушки можно считать постоянной и направленной по оси машины z). В общем случае при расчете поля пазового рассеяния используется общее описание магнитостатического поля [см. (23-1) — (23-5)], причем несмотря на то, что расчет поля существенно облегчается в связи с двухмерностью поля, оно может быть найдено аналитически только в некоторых частных случаях (например, для пазов прямоугольной или круглой формы). Однако аналитическое решение получается настолько громоздким, что в практических расчетах для пазов любой формы используют приближенные решения, полученные на основе идеализации картины поля. Такое приближенное решение рассматривается в дальнейшем в связи с определением индуктивности пазового рассеяния (см. § 28-7).

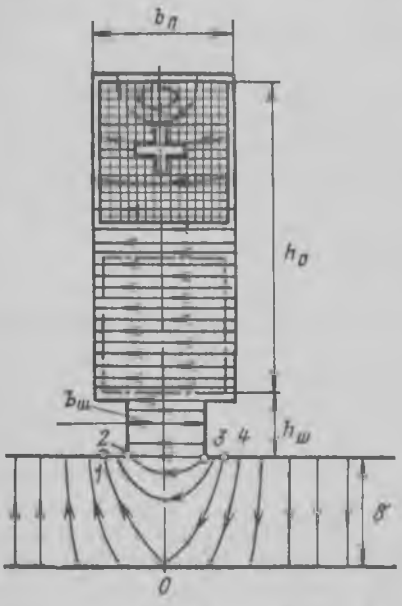


Рис. 23-4. Увеличенный элемент магнитного поля по рис. 23-2 в области паза с током.

К области поля лобовых частей относится немагнитное пространство вокруг лобовых частей катушек за пределами магнитопроводов. Линии этого поля замыкаются вокруг лобовых частей и имеют сложную пространственную конфигурацию. Точное определение поля лобовых частей требует использования полного описания магнитостатического поля, изложенного в начале параграфа. Решение задачи осложняется в связи с объемным характером поля и сложной формой лобовых частей катушек. Известное влияние на это поле могут оказывать близлежащие конструктивные части машины из ферромагнитных материалов: подшипниковые щиты, станина, вал и т. д. Вместе с тем угловое положение ротора по отношению к статору может не учитываться.

Энергия поля лобовых частей незначительна. Поэтому при расчете поля лобовых частей и индуктивности лобовых частей (см. § 8-7) не требуется большой точности. Важно отметить, что часть линий

поля лобовых частей сцепляется с лобовыми частями обмоток другого магнитопровода и принимает участие в образовании взаимной индуктивности между этими обмотками. Поэтому к полю рассеяния лобовых частей относится только часть поля лобовых частей. Доля поля лобовых частей в образовании взаимной индуктивности между обмотками разных магнитопроводов (по сравнению с полем взаимной индукции в области зазора) очень мала. С влиянием поля лобовых частей на взаимную индуктивность между обмотками можно не считаться.

23-4. ПОДХОД К РАСЧЁТУ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ

При оговоренных в § 23-2 допущениях поле взаимной индукции многофазной обмотки плоскопараллельно (двухмерно) и его энергия сосредоточена в области немагнитного зазора, где отсутствуют распределенные токи. Напряженность $\boldsymbol{H}$ такого поля можно выразить как градиент вспомогательной функции — градиент скалярного магнитного потенциала $\varphi_m = \varphi$

$$\boldsymbol{H} = -\operatorname{grad}\varphi. \tag{23-7}$$

Подстановкой (23-7) в (23-2) и (23-3) легко получить для скалярного магнитного потенциала дифференциальное уравнение второго порядка в частных производных, называемое уравнением Лапласа:

$$\nabla^2\varphi = \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} = 0. \tag{23-8}$$

Для определения φ в любой точке области зазора с координатами x, y нужно решить (23-8) с учетом граничных условий на ферромагнитных поверхностях, соответствующих мгновенным токам в фазах обмотки. Граничные условия задаются в виде распределения потенциала φ на поверхностях. Определение этого распределения представляет собой самостоятельную задачу, которая может быть однозначно решена, если известны схема обмотки и мгновенные токи в ее фазах. Однако ее решение тем труднее, чем сложнее схема обмотки. Поэтому целесообразно решить эту задачу сначала для токов в периодической системе катушек, а распределение потенциалов для многофазной обмотки найти путем суммирования потенциалов периодических систем катушек.

После решения (23-8) относительно φ при найденном, таким образом, распределении потенциала на граничных поверхностях составляющие напряженности поля в области зазора находятся с помощью (23-7):

$$H_x = -\frac{\partial\varphi}{\partial x}; \qquad H_y = -\frac{\partial\varphi}{\partial y}. \tag{23-9}$$

23-5. РАСЧЁТНАЯ ДЛИНА МАГНИТОПРОВОДА

На рис. 23-5 представлено продольное сечение машины по рис. 23-2. Один из магнитопроводов подразделен на несколько пакетов длиной l'_1, между которыми имеются промежутки (радиальные каналы) шириной $b_в$, предназначенные для увеличения поверхности охлаждения. Как видно из картины магнитного поля в области зазора, это поле почти равномерно и постоянно в зоне магнитных пакетов (в поперечном сечении, проведенном в этой зоне, поле можно считать плоскопараллельным), несколько ослаблено в зоне каналов и постепенно затухает по мере удаления от торцов магнитопровода после выхода из зазора.

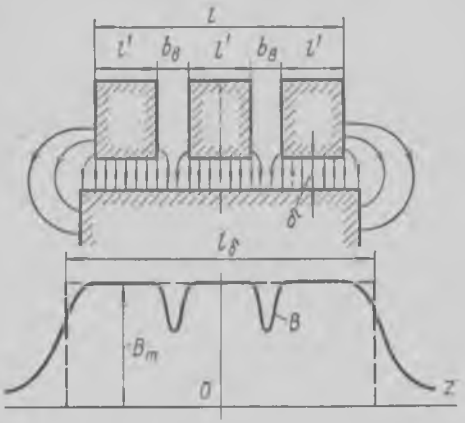


Рис. 23-5. Определение расчетной длины магнитопровода.

Все это отражается на форме кривой радиальной (нормальной) составляющей индукции в зазоре B. Для того чтобы упростить дальнейшие расчеты и вместе с тем не исказить процессы преобразования энергии в машине, неравномерное по длине машины поле заменяется равномерным полем с индукцией, равной индукции B_m в области пакетов, причем предполагается, что это равномерное поле существует на расчетной длине $l_δ$, найденной из условия сохранения магнитного потока

$$\Phi = \int_{-\infty}^{+\infty} B\,dz = B_m l_δ$$

на единицу длины по окружности зазора, откуда

$$l_δ = \frac{1}{B_m} \int_{-\infty}^{+\infty} B\,dz.$$

Можно показать, что

$$l_δ = l - n_в b'_в + 2δ, \qquad (23\text{-}10)$$

где $b'_в = c_0 c_п δ$, $c_в = \frac{b_в/c_0 δ}{5 + b_в/c_0 δ}$; $c_0 = 1$ при каналах только на статоре (или только на роторе); $c_0 = 0{,}5$ при каналах и на статоре и на роторе.

Примечание: при очень малом зазоре ($δ \ll b_в$) расчетная ширина канала $b'_в \approx b_в$; при очень большом зазоре ($δ \gg b_в$) расчетная ширина канала $b'_в \approx 0$.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ ФАЗЫ ОБМОТКИ И ЕЕ ЭЛЕМЕНТОВ

24-1. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И МДС ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ТОКОВ

Периодическая система токов чередующегося направления с периодом 2τ показана на рис. 24-1. Токи $i w_к$ и $(-i w_к)$ размещаются в пазах магнитопровода *M1*. При смещении на расстояние τ направление тока в пазу изменяется на противоположное. Возбужденный магнитопровод *M1* отделен от невозбужденного магнитопровода *M2* зазором δ. Имея в виду малость зазора δ по сравнению с его радиусом R ($\delta \ll R$), можно не учитывать влияние

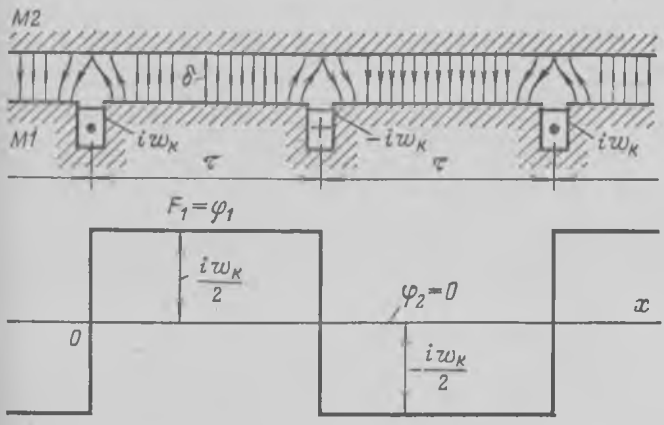


Рис. 24-1. Периодическая система токов.

кривизны и заменить кольцевой зазор плоским (рис. 24-1). Положение точки в плоском зазоре удобно характеризовать расстоянием x от оси паза, которое связано с угловой координатой этой точки в кольцевом зазоре γ следующим простым соотношением $x = \gamma R$, где R — средний радиус зазора.

С целью упрощения анализа заменим распределенный ток в пазу, показанный на рис. 24-1, например, ток $i w_к$, равным ему линейным током $i_п = i w_к$, сосредоточенным на оси паза у его дна (рис. 24-2).

Для определения магнитного потенциала на границах области зазора, совпадающих с поверхностями магнитопроводов *M1* и *M2*, применим закон полного тока к контуру *1'2'2 1 1'*, симметричному относительно оси паза:

$$\oint H_l \, dl = i w_к.$$

При бесконечно большой магнитной проницаемости и конечной индукции магнитного поля B напряженность поля внутри магнито-

проводов

$$H = \frac{B}{\mu_a} = 0$$

и падения магнитного потенциала внутри магнитопроводов не происходит:

$$\int_{2}^{2'} H_l\, dl = \int_{1'}^{1} H_l\, dl = 0. \qquad (24\text{-}1)$$

Поэтому циркуляция вектора $\boldsymbol{H}$ может быть представлена в виде суммы изменений потенциала в зазоре на участках *1'2'* и *21*:

$$\oint H_l\, dl = \int_{1'}^{2'} H_l\, dl + \int_{2}^{1} H_l\, dl =$$

$$= \int_{1'2'21} H_l\, dl = i\omega_к. \qquad (24\text{-}2)$$

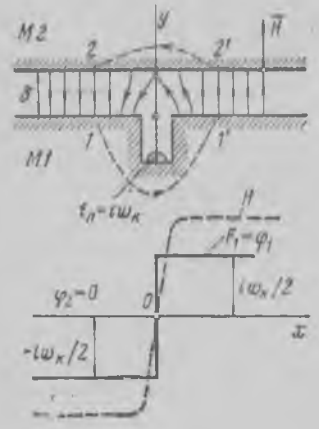


Рис. 24-2. Поле взаимной индукции и МДС возле паза с током по рис. 24-1.

Если учесть, что магнитное поле симметрично относительно оси паза и, следовательно,

$$\int_{1'}^{2'} H_l\, dl = \int_{2}^{1} H_l\, dl = \frac{i\omega_к}{2}, \qquad (24\text{-}3)$$

а также положить магнитный потенциал невозбужденного магнитопровода *M2* равным нулю $\varphi_2 = 0$, то магнитный потенциал возбужденного магнитопровода *1* справа от оси паза (при $x > 0$) окажется равным

$$\varphi_1 = \varphi_2 + \int_{1'}^{2'} H_l\, dl = \frac{i\omega_к}{2}$$

и слева от оси паза (при $x < 0$)

$$\varphi_1 = \varphi_2 - \int_{2}^{1} H_l\, dl = -\frac{i\omega_к}{2}. \qquad (24\text{-}4)$$

Из этого выражения следует, что потенциал магнитопровода *M1* слева от паза отличается от потенциала справа от паза на ток в пазу $i\omega_к$ (положительным считается ток, направленный «к нам»).

Поле в зазоре машины зависит от разности магнитных потенциалов между поверхностями магнитопроводов *M1* и *M2*, которая создается под действием токов в обмотке. В теории электрических машин эту разность магнитных потенциалов, равную линейному интегралу напряженности магнитного поля в зазоре или полному

току, приходящемуся на зазор, принято называть магнитодвижущей силой (МДС).

Считая положительным для поля в зазоре и МДС направление от внутреннего магнитопровода *M1* к наружному *M2*, следует определять МДС по формуле

$$F = \varphi_1 - \varphi_2. \tag{24-5}$$

В рассматриваемом случае, когда возбужден внутренний магнитопровод *M1*, а магнитопровод *M2* невозбужден и $\varphi_2 = 0$, МДС возбужденного магнитопровода *M1* равна $F_1 = \varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_1$. В случае, когда возбужден наружный магнитопровод *M2*, а магнитопровод *M1* не возбужден и $\varphi_1 = 0$, МДС возбужденного магнитопровода *M2* равна $F_2 = \varphi_1 - \varphi_2 = -\varphi_2$.

Магнитный потенциал в области зазора при граничных условиях (24-3) и (24-4) может быть найден с помощью (23-8). При известном распределении потенциала напряженность рассчитывается по (23-9). Однако напряженность поля на некотором удалении от паза может быть определена более просто. Как видно из рис. 24-1, линии поля имеют сложную форму только вблизи паза, а при удалении от паза на некоторое небольшое расстояние $|x| > \delta$ поле становится практически равномерным: его линии делаются нормальными к поверхностям магнитопровода, его напряженность оказывается одинаковой для всех точек в области зазора.

Выбирая путь интегрирования (*1'2'* или *12*) совпадающим с линией поля (там где оно равномерно) и замечая, что

$$H_l = H_y = H = \text{const},$$

находим:

$$F_1 = \varphi_{m1} - \varphi_{m2} = \int_1^2 H_l\, dl = \int_0^\delta H_y\, dy = H\delta.$$

Напряженность магнитного поля в зазоре

$$H = \frac{F_1}{\delta} = F\lambda,$$

где $\lambda = 1/\delta$ — коэффициент удельной магнитной проводимости зазора для области с равномерным полем.

Магнитная индукция в зазоре

$$B = \mu_0 H = \mu_0 F_1/\delta = \mu_0 F_1 \lambda. \tag{24-6}$$

В электрических машинах с насыщенным магнитопроводом МДС складывается из нескольких составляющих, каждая из которых уравновешивает магнитное напряжение в определенном участке магнитной цепи. Эти составляющие МДС определяются в результате расчета магнитной цепи, обозначаются тем же символом и называются в дальнейшем магнитными напряжениями.

24-2. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЗУБЧАТОСТИ МАГНИТОПРОВОДОВ. КОЭФФИЦИЕНТ ЗАЗОРА

На рис. 24-3 показано магнитное поле, образованное периодической системой токов $iw_к$ и $(-iw_к)$, размещенных в части пазов магнитопровода *1*. На рисунке помещен паз с током $iw_к$ и несколько пазов, в которых токи отсутствуют. Ширина пазов $b_п$ предполагается соизмеримой с немагнитными зазором δ. В этом случае поле в зоне пазов без тока получается существенно ослабленным, а его напряженность значительно меньшей, чем в зоне зубцов.

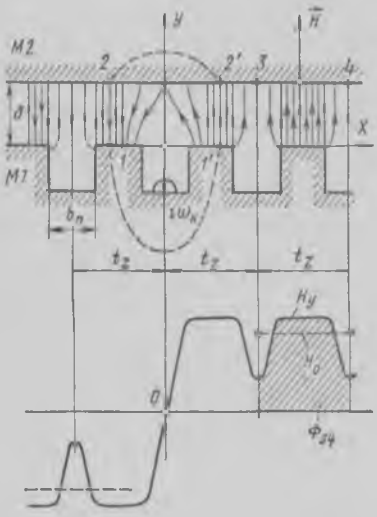


Рис. 24-3. Влияние зубчатости магнитопровода на магнитное поле возле паза без тока.

Магнитный поток через зазор определяется через нормальную составляющую напряженности поля в зазоре $H_n = H_y$.

Например, поток через поверхность зубцового деления *34*

$$\Phi_{34} = \int\limits_{S_{34}} \mu_0 H_n \, dS = \int\limits_{3}^{4} \mu_0 H_y l_\delta \, dx,$$

где $l_з$ — расчетная длина машины.

Однако распределение нормальной составляющей поля на каждом зубцовом делении во многих случаях детально знать не требуется. Можно ограничиться определением средней нормальной составляющей напряженности поля H_0, которая находится из условия сохранения магнитного потока через сечение зубцового деления (без тока):

$$H_0 = \frac{\Phi_{34}}{\mu_0 l_z l_\delta} = \frac{\int\limits_{3}^{4} H_y \, dx}{t_z}. \qquad (24\text{-}7)$$

На основе подробного исследования поля в зазоре удалось показать, что при замене зубчатой поверхности магнитопровода *M1* гладкой поверхностью, отстоящей от поверхности магнитопровода *M2* на расстояние $\delta_0 > \delta$, средняя нормальная составляющая напряженности поля в зазоре H_0 остается такой же, как при зубчатом магнитопроводе, если

$$\delta_0 = \delta k_\delta. \qquad (24\text{-}8)$$

Коэффициент зазора (коэффициент Картера) k_δ, на который нужно умножить реальный зазор δ, чтобы получить расчетный за-

зор δ_0, определяется по формулам

$$k_\delta = \frac{t_Z}{t_Z - c_\text{п}\delta}, \qquad (24\text{-}9)$$

где $c_\text{п} = \frac{(b_\text{п}/\delta)^2}{5 + b_\text{п}/\delta}$.

Если нужно учесть влияние зубчатости магнитопроводов *M1* и *M2*, то

$$k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}, \qquad (24\text{-}10)$$

где $k_{\delta 1}$ и $k_{\delta 2}$ — коэффициенты зазора магнитопроводов *M1* и *M2*, каждый из которых рассчитывается по (24-9) в предположении, что поверхность противоположного магнитопровода гладкая:

$$k_{\delta 1} = \frac{t_{Z1}}{t_{Z1} - c_{\text{п}1}\delta}; \qquad c_{\text{п}1} = \frac{(b_{\text{п}1}/\delta)^2}{5 + b_{\text{п}1}/\delta};$$

$$k_{\delta 2} = \frac{t_{Z2}}{t_{Z2} - c_{\text{п}2}\delta}; \qquad c_{\text{п}2} = \frac{(b_{\text{п}2}/\delta)^2}{5 + b_{\text{п}2}/\delta}.$$

24-3. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ КАТУШЕК

Периодическая система катушек является простейшим периодическим элементом фазы обмотки (§ 23-2). Поэтому для определения магнитного поля фазы и поля многофазной обмотки следует сначала определить МДС периодической системы катушек, по которым протекает ток параллельной ветви фазы i_a.

Мгновенный ток параллельной ветви фазы

$$i_a = i/a = \sqrt{2}\, I_a \cos \omega t, \qquad (24\text{-}11)$$

где i — мгновенный ток фазы,

I, $I_a = I/a$ — действующие токи фазы и ее параллельной ветви.

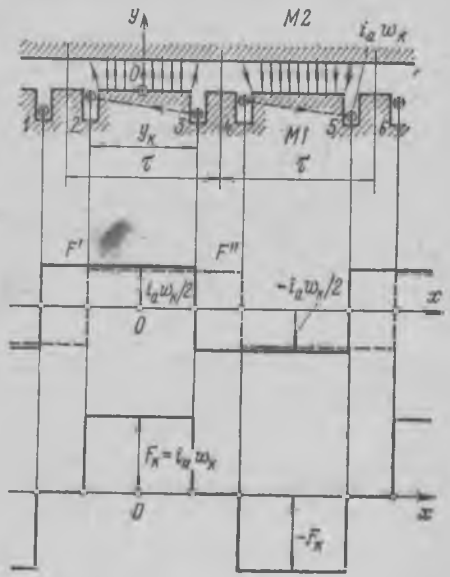


Рис. 24-4. Магнитодвижущая сила периодической системы катушек.

Структура токов периодической системы катушек повторяется на каждом периоде, поэтому МДС и поле этой системы достаточно рассмотреть на одном периоде обмотки (двух полюсных делениях τ), показанном на рис. 24-4. На каждом полупериоде располагается по одной катушке периодиче-

ской системы. Мгновенный ток в фазе предполагается направленным положительно (т. е. от ее конца к ее началу), его направления в сечениях катушек показаны на рисунке.

Магнитодвижущую силу периодической системы катушек можно мыслить как сумму МДС двух периодических систем токов: МДС F', образованной периодической системой токов пазов с нечетными номерами (*1*, *3*, *5* ...), и МДС F'', образованной периодической системой токов пазов с четными номерами (*2*, *4*, *6* ...). В § 24-1 найдены МДС периодических систем токов. Их графическое сложение произведено на рис. 24-4.

В зоне ширины катушек $y_к$ МДС $F = F' + F'' = \pm i_a w_к$, в интервале между катушками $F = 0$.

При перемещении в положительном направлении на оси паза наблюдается увеличение МДС на ток в пазу $i_a w_к$, если ток направлен «к нам», и уменьшение МДС на столько же, если ток направлен «от нас». Видно, что вдоль зазора МДС изменяется периодически с периодом 2τ. Поэтому при смещении на 2τ МДС повторяется с тем же знаком

$$F(x \pm 2\tau) = F(x), \qquad (24\text{-}12)$$

а при смещении на τ повторяется с обратным знаком

$$F(x \pm \tau) = -F(x). \qquad (24\text{-}13)$$

Приняв за положительное направление для поля и МДС направление от возбужденного магнитопровода *1* к невозбужденному *2*, а за начало отсчета ось катушки, образующей при положительном токе в фазе положительную МДС, можно записать уравнение для МДС на полупериоде:

$$\left.\begin{aligned} &F = F_к = i_a w_к = F_{кm} \cos \omega t \text{ при } -\frac{y_к}{2} < x < \frac{y_к}{2}, \\ &F = 0 \text{ при } -\frac{\tau}{2} < x < -\frac{y_к}{2} \text{ и при } \frac{\tau}{2} > x > \frac{y_к}{2}. \end{aligned}\right\} \qquad (24\text{-}14)$$

где $F_{кm} = \sqrt{2} I_a w_к$ — амплитуда МДС периодической системы катушек.

Образуемая периодической системой катушек, по которым протекает переменный гармонически изменяющийся во времени ток i_a, МДС представляет собой неподвижную в пространстве пульсирующую с круговой частотой $\omega = 2\pi f$ волну. Положение волны в пространстве определяется расположением катушек; МДС зависит от тока i_a в катушках. На рис. 24-5 показан ряд следующих друг за другом кривых МДС в течение периода изменения тока. Уравнение (24-14) вместе с (24-12) и (24-13) полностью описывает МДС на всем протяжении окружности зазора с p периодами.

Распределение МДС периодической системы катушек на всем протяжении окружности зазора (для машины по рис. 22-3 с числом периодов $p = 2$) изображено на рис. 24-6, *а*. Положение произ-

вольной точки в области зазора может характеризоваться или расстоянием x от начала отсчета O вдоль дуги окружности зазора, которое указывалось на развертке кольцевого зазора в полосу

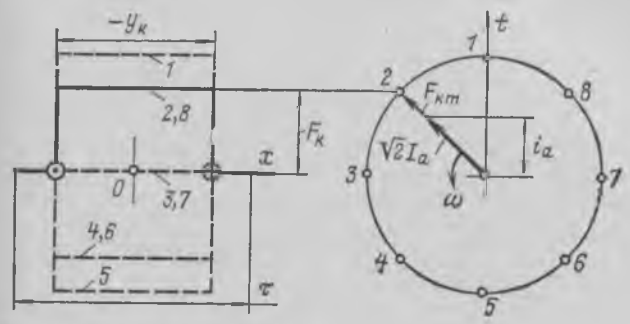


Рис. 24-5. Пульсирующая волна МДС.

(см. рис. 24-4 и др.), или углом γ между началом отсчета и этой точкой:

$$\gamma = \frac{x}{R} = \frac{x\pi}{\tau p}, \qquad (24\text{-}15)$$

где $R = \tau p/\pi$ — радиус окружности зазора.

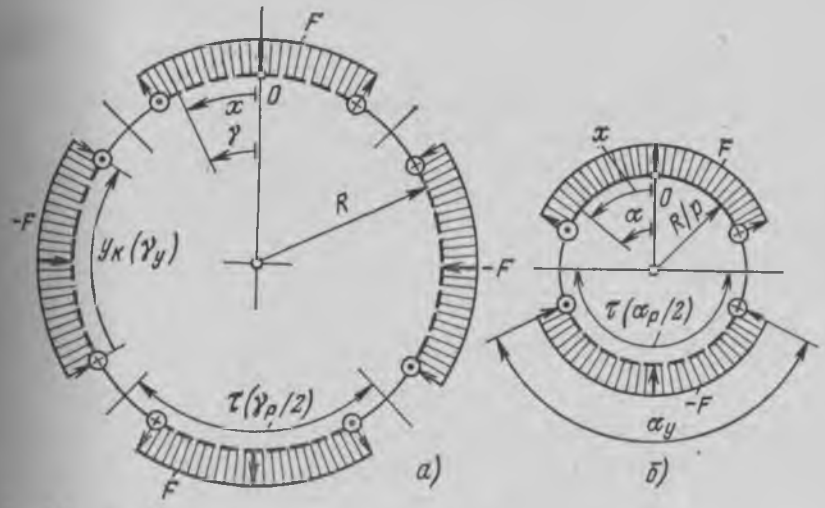


Рис. 24-6. Распределение МДС по окружности зазора в p-периодной машине (*а*) и в модели ее периода (*б*).

Поскольку МДС повторяется на каждом из периодов машины, для получения исчерпывающего представления о поле взаимной индукции в машине достаточно знать распределение МДС в модели периода машины, в которой должны быть сохранены не только

структура обмотки, как в модели периода обмотки (см. § 22-6), но и размеры пазов и зубцов вдоль окружности зазора ($b_п$, t_Z, τ, $y_к$), а также радиальный размер зазора δ и его расчетная длина l_δ вдоль оси машины.

Длина окружности зазора в модели периода машины равна 2τ. По сравнению с длиной окружности зазора в самой машине она уменьшена в p раз. Поэтому радиус зазора в модели также уменьшен в p раз и равен R/p. Положение сходственной точки в пределах периода поля характеризуется в модели тем же расстоянием x от начала отсчета O, что и в самой машине. Угол α, характеризующий положение сходственной точки в модели, который называется электрическим углом, оказывается больше соответствующего угла γ в самой машине в p раз. Из условия

$$x = \gamma R = \alpha R/p$$

с учетом (24-15) следует:

$$\alpha = p\gamma = \frac{x}{\tau}\pi. \qquad (24\text{-}16)$$

Во столько же раз при переходе к модели увеличиваются углы между любыми характерными элементами машины в пределах периода $\left(\alpha_p = p\gamma_p = 2\pi,\ \alpha_y = p\gamma_y = \frac{y}{\tau}\pi\right)$. В свете сказанного *электрический угол* α *между любыми элементами в пределах периода машины понимается как угол между теми же элементами в модели периода машины,* в которой периоду поля соответствует угол 2π.

24-4. РАЗЛОЖЕНИЕ МДС ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ КАТУШЕК В РЯД ФУРЬЕ. КОЭФФИЦИЕНТ УКОРОЧЕНИЯ

Произведем разложение для момента времени $t = 0$, когда ток в параллельной ветви проходит через положительный максимум

$$i_в = \sqrt{2}\, I_a.$$

При этом МДС в зоне катушки $\left(-\frac{y_к}{2} < x < \frac{y_к}{2}\right)$ равна

$$F_{к\,m} = \sqrt{2}\, I_a w_к.$$

Кривая МДС F при $t = 0$ показана на рис. 24-7. Как видно, МДС является четной функцией относительно оси, проходящей через середину катушки, поэтому в разложении будут содержаться только косинусы. Кроме того, на следующем полупериоде кривая повторяется с обратным знаком. Поэтому разложение будет содержать только нечетные гармоники (см. [14]). На рис. 24-7 показаны первая гармоническая МДС с амплитудой $F_{к1}$ и полупериодом τ_1 и ν-я гармоническая МДС с амплитудой $F_{к\nu}$ и полупериодом $\tau_\nu = \tau/\nu$.

Магнитодвижущая сила представляется в виде суммы членов гармонического ряда

$$F_{t-0} = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{\kappa \nu m} \cos \frac{\nu x}{\tau} \pi, \qquad (24\text{-}17)$$

где $\nu = 1 + 2c = 1, 3, 5, 7, \ldots; c = 0, 1, 2, 3 \ldots$

Сопоставляя аргументы косинусов с (24-16), можно заметить, что они представляют собой увеличенные в ν раз электрические углы, характеризующие положение точки с координатой x,

$$\frac{\nu x}{\tau} \pi = \nu \alpha = \alpha_\nu$$

или, иными словами, аргументы косинусов равны электрическим углам α_ν, определенным по ν-й гармонической, когда период этой гармонической принимается за 2π:

$$\frac{\nu x}{\tau} \pi = \frac{x}{\tau_\nu} \pi = \alpha_\nu.$$

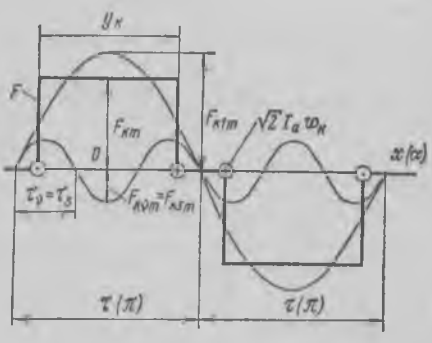


Рис. 24-7. Разложение МДС периодической системы катушек в ряд Фурье ($t = 0$, $i_a = \sqrt{2}\, I_a$).

Коэффициенты при отдельных гармонических составляющих ряда, называемые амплитудами этих составляющих, при сделанных оговорках относительно особенностей МДС определяются по формуле

$$F_{кνm} = \frac{2}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} F_{t-0} \cos \frac{\nu x}{\tau} \pi \, dx = \frac{4}{\pi \nu} F_{к\,m} k_{y\nu}, \qquad (24\text{-}18)$$

где

$$F_{t-0} = F_{к\,m} \text{ при } -\frac{y_к}{2} < x < \frac{y_к}{2};$$

$$F_{t-0} = 0 \qquad \text{при } \frac{\tau}{2} > |x| > \frac{y_к}{2}.$$

Коэффициент

$$k_{y\nu} = \sin \frac{\nu y_к \pi}{2\tau} = \sin \frac{\nu \alpha_y}{2}, \qquad (24\text{-}19)$$

характеризующий влияние шага катушки $y_к$ на амплитуды гармоник МДС, называется коэффициентом укорочения шага обмотки.

Для первой основной гармонической составляющей, т. е. при $\nu = 1$,

$$k_{y1} = \sin \frac{y_к \pi}{2\tau} = \sin \frac{\alpha_y}{2} \leqslant 1. \qquad (24\text{-}20)$$

При отсутствии укорочения шага, т. е. при $y_к = \tau$, этот коэффициент для основной гармонической равен единице

$$k_{y1} = k_y = 1$$

для высших гармонических, т. е. при $\nu > 1$, он может принимать значения

$$k_{y\nu} = \sin\frac{\nu\pi}{2} = \pm 1. \qquad (24\text{-}21)$$

Знак коэффициента укорочения говорит о знаке соответствующей гармоники МДС на оси катушки при $x = 0$ (на рис. 24-7 k_{y1} и $F_{к1m} > 0$; k_{y3} и $F_{к3m} < 0$).

В силу сказанного *коэффициент укорочения шага обмотки может пониматься как отношение амплитуды гармоники МДС данной обмотки к амплитуде этой же гармоники при отсутствии укорочения шага, т. е.* $y_к = \tau$.

Из (24-19) следует, что влияние укорочения шага на МДС зависит от электрического угла, охватываемого катушкой, и от порядка гармонической составляющей. Наиболее сильно выраженной гармонической составляющей МДС является основная (или первая) с амплитудой

$$F_{к1\,m} = \frac{4}{\pi} F_{к\,m} k_{y1}. \qquad (24\text{-}22)$$

Амплитуды высших гармоник МДС получаются значительно меньшими (имеются в виду их абсолютные значения)

$$\frac{|F_{к\nu m}|}{|F_{к1m}|} = \frac{|k_{y\nu}|}{\nu\,|k_{y1}|}.$$

Если выбрать шаг катушки равным $y_к = \frac{\nu - 1}{\nu}\tau$, *то гармоническая* ν*-го порядка в МДС содержаться не будет.* В этом можно убедиться с помощью (24-19), вспомнив, что ν — нечетное число и, следовательно, $\nu - 1$ всегда четное число. Действительно, при таком шаге коэффициент укорочения для ν-й гармонической равен нулю:

$$k_{y\nu} = \sin\nu\tau\frac{(\nu-1)\pi}{\nu \cdot 2\tau} = \sin k\pi = 0,$$

где k — целое число.

Например, при $y_к = \frac{\nu-1}{\nu}\tau = \frac{2}{3}\tau$ будет отсутствовать, как показано на рис. 24-8, третья гармоническая МДС ($F_{к3m} = k_{y3} = 0$).

Для улучшения условий работы машины желательно, чтобы МДС имела гармоническое (синусоидальное или косинусоидальное) пространственное распределение. Поэтому желательно выбрать такое укорочение шага обмотки, при котором высшие гармонические МДС будут уменьшены. Одновременно для всех высших гармонических ($\nu > 1$) это сделать невозможно, так как для исключения

данной гармонической нужно иметь вполне определенное укорочение шага. Поэтому приходится находить компромиссное решение, выбирая $y_к = (0{,}82 \div 0{,}85)\tau$. При этом, как видно из рис. 24-9, первая гармоническая МДС остается почти такой же, как при отсутствии укорочения шага ($k_{y1} = 0{,}96 \div 0{,}98$), а пятая и седьмая гармонические существенно ослабляются ($k_{y5} = 0{,}16 \div 0{,}35$, $k_{y7} = 0{,}35 \div 0{,}08$). Правда, третья гармоническая остается значительной, но она исключается в кривой МДС другими путями (см. § 25-4).

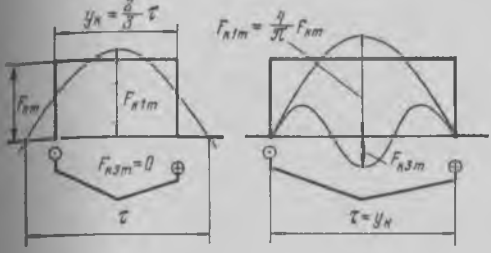


Рис. 24-8. Влияние укорочения шага на гармонические составляющие МДС.

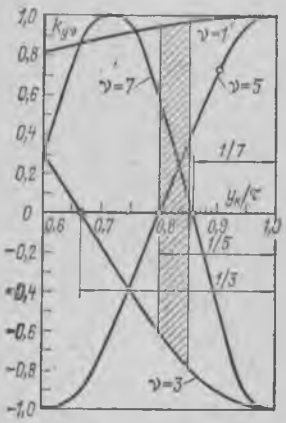


Рис. 24-9. Зависимость коэффициентов укорочения $k_{y\nu}$ от шага катушки $y_к$.

Что касается гармонических более высокого порядка ($\nu = 11$, 13, 15 и т. д.), то амплитуды этих гармонических значительно меньше амплитуды основной гармонической. Даже при больших обмоточных коэффициентах для этих гармонических

$$F_{к\nu m} = \frac{4F_{km}}{\pi\nu} k_{y\nu} \ll F_{к1\,m} = \frac{4}{\pi} F_{km} k_{y1}. \qquad (24\text{-}23)$$

24-5. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ФАЗЫ. КОЭФФИЦИЕНТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Фазу обмотки при произвольном числе катушек в группе q можно мыслить состоящей из q периодических систем катушек (простейших фаз), рассмотренных в предыдущем разделе, которые имеют только по одной катушке на каждом полюсном делении. Такая периодическая система катушек (простейшая фаза) имеет $q = 1$. Например, фаза A обмотки, показанной на рис. 22-3, состоит из $q = 3$ периодических систем катушек (простейших фаз), а именно: периодической системы катушек, выделенной толстыми линиями, состоящей из катушек *1*, *10*, *19*, *28*, системы катушек *2*, *11*, *20*, *29* и системы катушек *3*, *12*, *21*, *30*. Поэтому МДС фазы при произвольном q может быть найдена как сумма МДС периодических систем катушек. Для того чтобы это суммирование могло быть произведено в аналитической форме, удобно сначала найти отдельные гармонические составляющие МДС фазы в виде суммы соответствующих

гармоник МДС периодических систем катушек. Проведем это суммирование сначала для первых, а потом произвольных гармонических МДС фазы, считая по-прежнему, что ток в фазе максимален, т. е. $i_a = \sqrt{2} I_a$. На рис. 24-10 показаны первые гармонические МДС q периодических систем катушек с амплитудами $F_{к1m}$. Периодическая система катушек с индексом 1 образуется из первых катушек на каждом полюсном делении. Система с индексом 2 включает вторые катушки и т. д. Соседние периодические системы смещены на одно

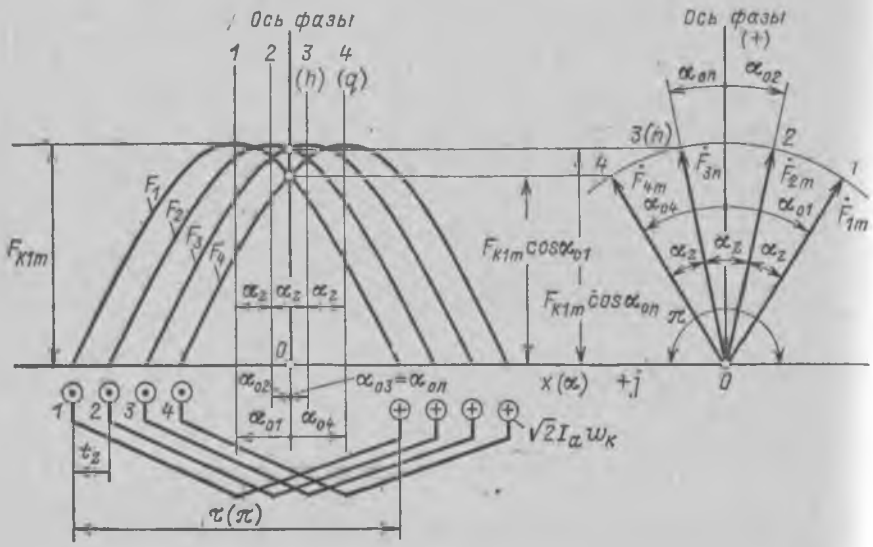


Рис. 24-10. Основные гармонические МДС периодических систем катушек, образующих фазу обмотки при $q = 4$.

зубцовое деление t_Z по окружности зазора, а первые гармонические МДС простейших фаз на электрический угол $\alpha_Z = \frac{t_Z}{\tau}\pi = \frac{2\pi}{Z}p$ (для упрощения изображения катушки на рисунке показаны без укорочения шага). При суммировании первых гармоник МДС периодических систем катушек нужно учесть, что они смещены по отношению друг к другу на угол α_Z, а их оси *1*, *2*, *3*, *4*, проведенные через амплитуды косинусоидально распределенных МДС, смещены на углы α_{01}, α_{02}, $\alpha_{03} = \alpha_{0n}$, $\alpha_{04} = \alpha_{0q}$ по отношению к оси фазы (т. е. оси симметрии катушечной группы на рассматриваемом полюсном делении).

Электрический угол между осью n-й периодической системы катушек и осью фазы

$$\alpha_{0n} = \alpha_Z(n-1) - \alpha_Z\frac{(q-1)}{2} \qquad (24\text{-}24)$$

$\left(\text{т. е. } \alpha_{01} = -\frac{3}{2}\alpha_Z,\ \alpha_{02} = -\frac{1}{2}\alpha_Z,\ \alpha_{03} = +\frac{1}{2}\alpha_Z,\ \alpha_{04} = +\frac{3}{2}\alpha_Z\right)$.

Магнитодвижущая сила фазы, равная сумме МДС периодических систем катушек, будет иметь косинусоидальное распределение на полюсном делении $F = F_{\phi 1m} \cos \alpha$. Амплитудное значение МДС фазы ($F_{\phi 1m}$) имеет место на оси фазы и может быть найдено как сумма МДС отдельных систем на оси фазы:

$$F_{\phi 1m} = \sum_{n=1}^{q} F_{к1m} \cos \alpha_{0n}. \qquad (24\text{-}25)$$

При выводе аналитической формулы для амплитуды МДС фазы удобно воспользоваться представлением МДС периодических систем катушек в виде комплексов

$$\dot{F}_{nm} = F_{к1m} e^{j\alpha_{0n}}, \qquad (24\text{-}26)$$

показанных при $n = 1, 2, 3, 4$ (q) на рис. 24-10. Если совместить ось фазы с действительной осью комплексной плоскости, то МДС n-й периодической системы на оси фазы окажется равной действительной части комплекса $\dot{F}_{nm}$

$$F_{к1m} \cos \alpha_{0n} = \operatorname{Re} \dot{F}_{nm}, \qquad (24\text{-}27)$$

так как $e^{j\alpha_{0n}} = \cos \alpha_{0n} + j \sin \alpha_{0n}$.

Тогда амплитуда МДС фазы

$$F_{\phi 1m} = \sum_{n=1}^{q} \operatorname{Re} \dot{F}_{nm} = \operatorname{Re} \sum_{n=1}^{q} F_{nm} = \operatorname{Re} \dot{F}_{\phi 1m}.$$

Как видно, комплекс МДС фазы

$$\dot{F}_{\phi 1m} = \sum_{n=1}^{q} \dot{F}_{nm}$$

складывается из комплексов МДС периодических систем катушек.

Суммирование комплексных МДС периодических систем проведено в уменьшенном масштабе на рис. 24-11. Заметив, что многоугольник, образованный суммируемыми комплексами $\dot{F}_{1m}$, $\dot{F}_{2m}$, $\dot{F}_{3m}$, $\dot{F}_{4m} = \dot{F}_{qm}$, вписывается в окружность с радиусом

$$OA = OB = \frac{F_{к1m}}{2 \sin \dfrac{\alpha_z}{2}},$$

можно определить амплитуду МДС фазы $F_{\phi 1m}$ из прямоугольного треугольника ODA,

$$F_{\phi 1m} = 2(OA) \sin \frac{q\alpha_z}{2} = qF_{к1m} k_{p1} = \frac{2\sqrt{2}\, I w k_{01}}{\pi p}, \qquad (24\text{-}28)$$

где $I = aI_a$ — действующий ток фазы;

$w = \dfrac{2p}{a} w_к q$ — число витков в параллельной ветви фазы;

$k_{01} = k_{y1}k_{p1}$ — обмоточный коэффициент для основной гармонической МДС.

Коэффициент

$$k_{p1} = \frac{\sin\frac{q\alpha_z}{2}}{q\sin\frac{\alpha_z}{2}}, \qquad (24\text{-}29)$$

характеризующий влияние распределения катушек фазы по пазам на амплитуду МДС фазы, называется коэффициентом распределения обмотки для основной гармонической.

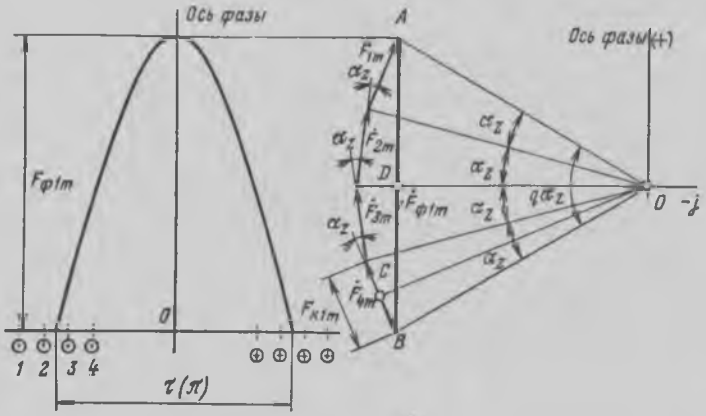


Рис. 24-11. Суммирование МДС периодических систем катушек по рис. 24-10, образующих фазу обмотки.

Коэффициент распределения $k_{p1} = F_{\phi 1m}/qF_{к1m}$ *равен отношению амплитуды основной гармоники МДС фазы* $F_{\phi 1m}$ *к арифметической сумме амплитуд основных гармоник МДС периодических систем катушек, образующих фазу,* $qF_{к1m}$.

При определении амплитуды ν-й гармоники МДС фазы $F_{\phi\nu m}$ нужно учесть, что электрические углы $\alpha_{z\nu}$ увеличиваются в ν раз:

$$\alpha_{z\nu} = \frac{t_z}{\tau_\nu}\pi = \frac{\nu t_z}{\tau}\pi = \nu\alpha_z. \qquad (24\text{-}30)$$

Поэтому амплитуда ν-й гармонической фазы

$$F_{\phi\nu m} = qF_{к\nu m}k_{p\nu} = \frac{2\sqrt{2}Iw k_{y\nu}k_{p\nu}}{\pi p\nu}, \qquad (24\text{-}31)$$

где коэффициент

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\frac{\nu q\alpha_z}{2}}{q\sin\frac{\nu\alpha_z}{2}}, \qquad (24\text{-}32)$$

называется коэффициентом распределения для ν-й гармонической.

Для m-фазной симметричной обмотки катушечная группа занимает $1/m$ часть полюсного деления или электрический угол $\pi/m = q\alpha_Z$ по отношению к основной гармонической, поэтому

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\frac{\nu\pi}{2m}}{q\sin\frac{\nu\pi}{2mq}}, \qquad (24\text{-}33)$$

а для трехфазной обмотки при $m = 3$

$$k_{p\nu} = \frac{\sin\frac{\nu\pi}{6}}{q\sin\frac{\nu\pi}{6q}}.$$

С помощью (24-31) и (24-33) нетрудно выяснить, как влияет увеличение числа q катушек в группе на форму кривой МДС фазы.

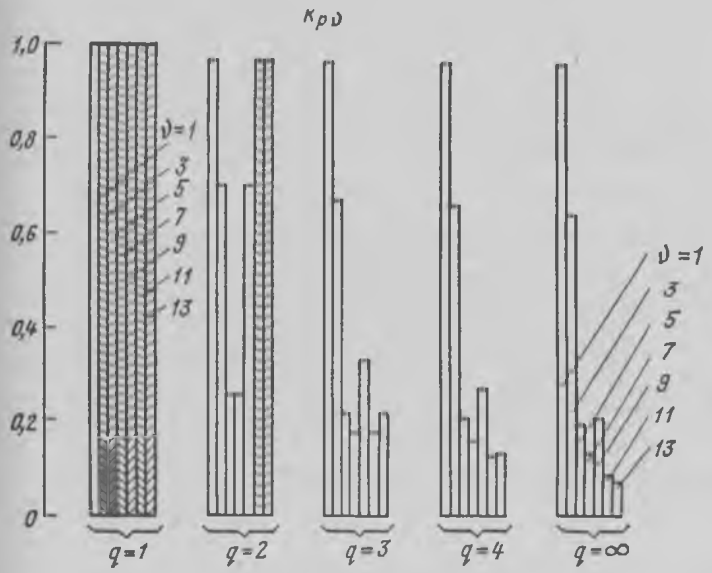


Рис. 24-12. Зависимость коэффициентов распределения $k_{p\nu}$ от числа пазов на полюс и фазу (для трехфазной обмотки).

На рис. 24-12 представлены коэффициенты распределения для основной и высших гармонических МДС фазы при различных числах q. При $q = 1$ все коэффициенты распределения $k_{p\nu}$ равны единице.

С ростом q обмоточный коэффициент распределения k_{p1} для основной гармонической уменьшается несущественно (при $q = 2$ он равен 0,969, а при $q = \infty$ $k_{p1} = 0{,}955$). В то же время обмоточные коэффициенты для высших гармонических резко уменьшаются и при $q = \infty$

все коэффициенты распределения для гармонических, кратных трем, становятся равными

$$|k_{p\nu}| = \frac{2}{\nu} k_{p1}$$

и для всех остальных гармонических

$$|k_{p\nu}| = \frac{1}{\nu} k_{p1}.$$

При этом даже при не очень больших q (например, $q = 3$ или 4) обмоточные коэффициенты получаются почти такими же, как при $q = \infty$. Только для так называемых зубцовых высших гармонических, порядок которых определяется по формуле

$$\nu = \frac{kZ}{p} \pm 1 = 2mqk \pm 1, \qquad (24\text{-}34)$$

где k — любое целое число, обмоточный коэффициент распределения получается равным обмоточному коэффициенту распределения для первой гармонической ($k_{p\nu} = k_{p1}$) *. Например, при $q = 2$ этим свойством обладают гармонические порядка $\nu = 2\ mqk \pm 1 = 2 \cdot 3 \cdot 2k \pm 1 = 11, 13, 23, 25$. Обращаясь к рис. 24-12, на котором обмоточные коэффициенты для зубцовых гармонических заштрихованы, можно в этом легко убедиться.

Чем больше число q, тем слабее выражены высшие гармонические МДС (за исключением зубцовых) в МДС фазы. При этом, что особенно важно, в МДС фазы они выражены слабее, чем в МДС периодической системы катушек, см. (24-29), (24-31),

$$\frac{F_{\phi\nu m}}{F_{\phi 1 m}} = \frac{F_{к\nu m} k_{p\nu}}{F_{к1m} k_{p1}} < \frac{F_{к\nu m}}{F_{к1m}}.$$

В пределе для равномерно распределенной обмотки (при ν, не кратном трем, и для незубцовых гармонических)

$$\frac{F_{\phi\nu m}}{F_{\phi 1 m}} = \frac{k_{y\nu}}{k_{y1}\nu^2}.$$

Поскольку зубцовые гармонические выражены в МДС фазы в той же мере, как и в МДС периодической системы катушек [см. (24-26), (24-31)],

$$\frac{F_{\phi\nu m}}{F_{\phi 1 m}} = \frac{k_{y\nu} k_{p\nu}}{\nu k_{y1} k_{p1}} = \frac{1}{\nu};$$

для уменьшения их роли следует избегать чисел $q < 3$. Однако уже при $q = 3$ порядок зубцовых гармонических $\nu = 2mq \pm 1 = 2 \cdot 3 \cdot 3 \pm 1 = 17, 19$ настолько велик, что даже при $k_{p\nu} = k_{p1}$ и $k_{y\nu} = k_{y1}$, эти гармонические слабо выражены в кривой МДС фазы

$$\left(F_{\phi 17 m} = \frac{F_{\phi 1 m}}{17};\quad F_{\phi 18 m} = \frac{F_{\phi 1 m}}{19}\right).$$

* Для зубцовых высших гармонических обмоточный коэффициент укорочения тоже получается таким же, как для первой гармонической ($k_{y\nu} = k_{y1}$).

При правильно выбранном шаге катушки $y_к$ и достаточно большом числе катушек на полюс и фазу q МДС фазы близка по форме к синусоиде. При рекомендуемом для трехфазных обмоток укорочении шага $y_к/\tau \approx 0{,}8$ МДС фазы может содержать довольно заметную третью гармоническую, что, впрочем, не имеет существенного значения, поскольку в результирующей МДС трехфазной обмотки третья гармоническая не содержится. На рис. 24-13 показаны МДС фазы и гармонические составляющие МДС фазы трехфазной обмотки, имеющей $q = 4$, $y_к/\tau = 0{,}835$. Следует иметь в виду, что амплитуда

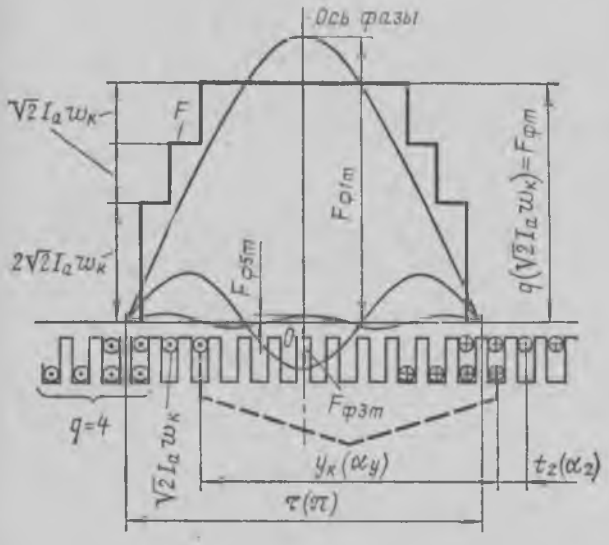


Рис. 24-13. МДС фазы трехфазной обмотки ($m = 3$, $q = 4$, $y_к/\tau = 0{,}835$).

МДС фазы и амплитуды гармонических составляющих могут быть выражены с помощью (24-31) через амплитудный ток катушечной стороны $\sqrt{2}\,I_a w_к$, а именно $F_{\phi m} = q\sqrt{2}\,I_a w_к$:

$$F_{\phi \nu m} = \frac{4 q k_{y\nu} k_{p\nu}}{\pi \nu} \sqrt{2}\, I_a w_к. \qquad (24\text{-}35)$$

Рассчитанные по этой формуле для условий рис. 24-13 амплитуды МДС имеют следующие значения:

$$F_{\phi m} = 4\sqrt{2}\, I_a w_к;$$
$$F_{\phi 1 m} = 4{,}74\sqrt{2}\, I_a w_к;$$
$$F_{\phi 3 m} = -0{,}805\sqrt{2}\, I_a w_к;$$
$$F_{\phi 5 m} = +0{,}05\sqrt{2}\, I_a w_к;$$
$$F_{\phi 7 m} = -0{,}028\sqrt{2}\, I_a w_к.$$

24-6. ПУЛЬСИРУЮЩИЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ МДС ФАЗЫ

Мы выяснили, какое пространственное распределение имеет МДС фазы при $t = 0$, когда ток в фазе максимален $i = \sqrt{2}I$. Поскольку ток фазы $i = \sqrt{2}I \cos \omega t$, ясно, что МДС в любой точке x (α) зазора пропорциональна мгновенному значению тока. Форма пространственного распределения МДС сохраняется такой же, как при $t = 0$ (см. выше). На рис. 24-14 сплошной линией показана первая гармоническая МДС фазы в момент времени $t = 0$. В мгновение t эта МДС показана пунктиром. Изменение первой гармонической МДС фазы в пространстве происходит в соответствии с уравнением

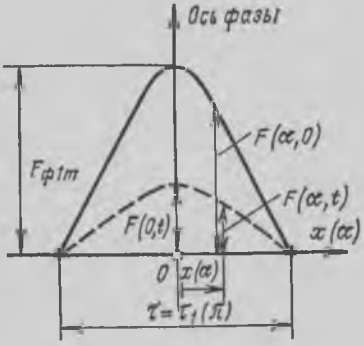


Рис. 24-14. Пульсация первой гармонической составляющей МДС фазы.

$$F(\alpha,\ t) = F(0,\ t)\cos\alpha = \\ = F_{\phi 1m}\cos\omega t\cos\alpha. \qquad (24\text{-}36)$$

Здесь $\alpha = x\pi/\tau$ [см. (24-16)] — электрический угол, характеризующий положение рассматриваемой точки относительно оси фазы; F $(0,\ t)$ представляет собой МДС на оси фазы при $\alpha = 0$ в момент времени t:

$$F(0,\ t) = F_{\phi 1m}\cos\omega t.$$

Уравнение (24-36) дает возможность определить первую гармоническую МДС в любой точке окружности зазора в любой момент времени и представляет собой уравнение пульсирующей волны. Уравнение ν-й гармонической МДС записывается аналогично:

$$F(\alpha,\ t) = F_{\phi\nu m}\cos\omega t\cos\alpha_\nu, \qquad (24\text{-}37)$$

где $\alpha_\nu = x\pi/\tau_\nu$.

Ось пульсирующей волны МДС неподвижна в пространстве и совпадает с осью фазы (см. рис. 25-3, на котором показана пульсирующая волна МДС).

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЯТАЯ

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ

25-1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПУЛЬСИРУЮЩИХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ МДС ФАЗЫ В ВИДЕ СУММЫ ВРАЩАЮЩИХСЯ МДС

Магнитное поле взаимной индукции m-фазной обмотки образуется суммой МДС фаз. Пульсирующие гармонические составляющие МДС фаз представляются в виде суммы вращающихся волн МДС. Представив произведение косинусов в (24-36) в виде суммы

косинусов, получаем:

$$F(\alpha,\ t) = {}^1/_2 F_{\phi 1m}\cos(\omega t - \alpha) + {}^1/_2 F_{\phi 1m}\cos(\omega t + \alpha) =$$
$$= F'_{\phi 1m}\cos(\omega t - \alpha) + F''_{\phi 1m}\cos(\omega t + \alpha) = F'(\alpha,\ t) + F''(\alpha,\ t). \qquad (25\text{-}1)$$

Первый член в (25-1) является прямой вращающейся волной МДС, второй член — обратной вращающейся волной. Вращающиеся волны МДС записаны относительно неподвижной в пространстве оси фазы. Чтобы выяснить

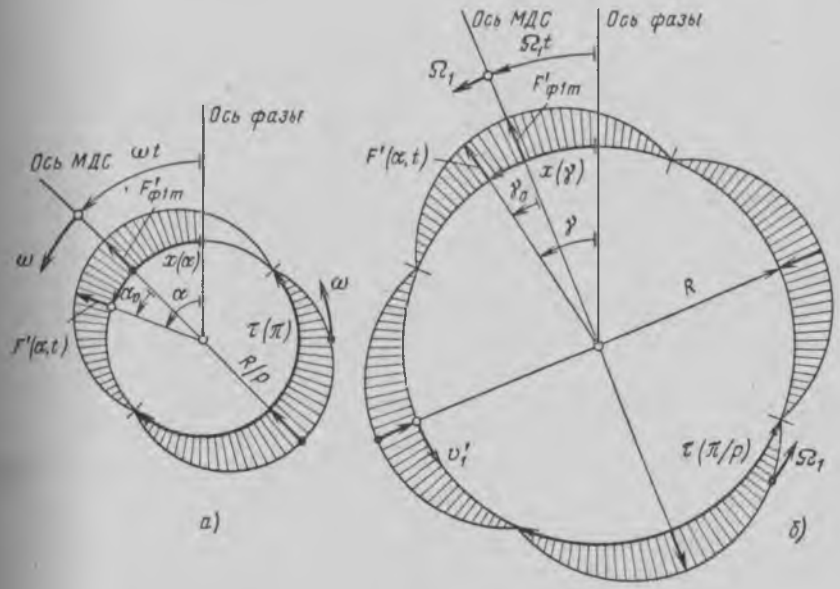


Рис. 25-1. Изображение прямой вращающейся составляющей МДС фазы в модели электрической машины (*а*) и в самой электрической машине при $p = 2$ (*б*).

основные свойства этих волн, представим уравнения (25-1) во вращающейся координатной системе. Уравнение прямой вращающейся волны МДС относительно ее оси, вращающейся с электрической угловой скоростью ω и совпадающей при $t = 0$ с осью фазы (рис. 25-1, *а*), будет определяться углом $\alpha_0 = \alpha - \omega t$ и может быть представлено в виде

$$F'(\alpha,\ t) = F'_{\phi 1m}\cos(-\alpha_0) = F'_{\phi 1m}\cos\alpha_0. \qquad (25\text{-}2)$$

Прямая вращающаяся МДС для мгновения t показана на рис. 25-1, *а*. Из (25-2) следует, что на оси МДС при $\alpha_0 = 0$ МДС максимальна [$F'(\alpha,\ t) = F'_{\phi 1m}$]. В точке, смещенной на угол α_0 относительно оси МДС, она остается все время постоянной. Таким образом, волна МДС остается неподвижной относительно оси МДС и вращается вместе с этой осью с электрической скоростью ω в направлении положительного отсчета углов. При $t = 0$ положительный максимум волны МДС лежит на оси фазы ($\omega t = 0$).

На рис. 25-1, *б* показана вращающаяся волна МДС в электрической машине с числом периодов $p = 2$. Поэтому все углы уменьшены в p раз, а угловая скорость МДС равна

$$\Omega_1' = \Omega = \omega/p. \tag{25-3}$$

Угловая скорость МДС в p раз меньше ее электрической угловой скорости, равной круговой частоте тока фазы.

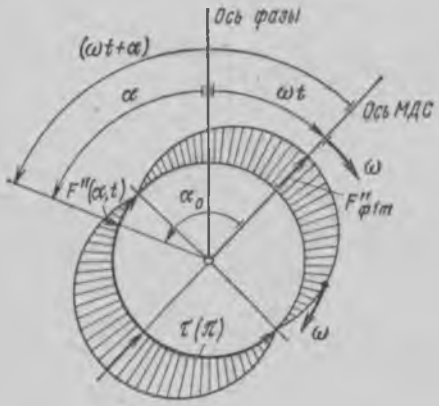


Рис. 25-2. Изображение обратной вращающейся МДС в модели электрической машины.

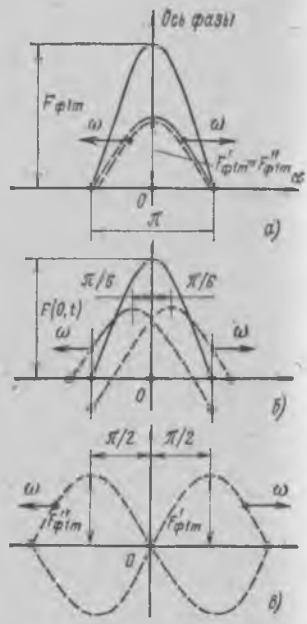


Рис. 25-3. Представление пульсирующей гармонической МДС фазы в виде суммы прямой и обратной вращающихся волн МДС.

Окружной период вращающейся МДС совпадает с окружным периодом обмотки

$$2\tau = 2\frac{\pi R}{p}.$$

Окружная линейная скорость прямой волны МДС

$$v = v_1' = \Omega R = 2f\tau, \tag{25-4}$$

где f — частота тока.

Электрический угол рассчитывается по формуле

$$\alpha = \gamma p = \frac{x}{\tau}\pi,$$

где x (γ) — расстояние от оси фазы.

Рассуждая аналогичным образом и выражая уравнение для обратной МДС F'' (α, t) относительно ее оси, вращающейся в отрицательном направлении со скоростью ω и смещенной на угол ωt относительно оси фазы, можно убедиться в том, что МДС F'' (α, t)

представляет собой обратную вращающуюся волну МДС, обладающую аналогичными свойствами (рис. 25-2). Обе волны имеют одинаковые амплитуды

$$F'_{\phi 1m} = F''_{\phi 1m} = \frac{1}{2} F_{\phi 1m}$$

и вращаются с угловыми скоростями $\Omega'_1 = \omega/p$ и $\Omega''_1 = -\omega/p$. Электрические угловые скорости прямой и обратной волны также одинаковы по абсолютной величине и равны угловой частоте тока фазы

$$\omega'_1 = \Omega'_1 p = \omega;$$
$$\omega''_1 = \Omega''_1 p = -\omega.$$

При $t = 0$ обе волны совпадают в пространстве с осью фазы (рис. 25-3, *а*). В дальнейшем прямая волна перемещается в положительном направлении, обратная — в отрицательном направлении. На рис. 25-3, *б*, *в* показаны положения волн соответственно при $\omega t = \pi/6$ и $\omega t = \pi/2$.

25-2. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ГАРМОНИК МДС ФАЗЫ В ВИДЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫХ КОМПЛЕКСНЫХ ФУНКЦИЙ

Магнитодвижущая сила фазы $F(\alpha, t)$ в точке α в момент времени t может рассматриваться как реальная часть от суммы некоторых пространственно-временных комплексов

$$F(\alpha, t) = F'(\alpha, t) + F''(\alpha, t) = \\ = \mathrm{Re}\left[F'_{\phi 1m} e^{j\omega t} e^{-j\alpha}\right] + \mathrm{Re}\left[F''_{\phi 1m} e^{-j\omega t} e^{-j\alpha}\right]. \qquad (25\text{-}5)$$

Пространственно-временна́я комплексная функция $\tilde{F}'_{\phi 1} = F'_{\phi 1m} e^{j\omega t}$ изображает прямую МДС фазы. Комплексная функция $\tilde{F}''_{\phi 1} = F''_{\phi 1m} e^{-j\omega t}$ — обратную МДС фазы. Поэтому (25-5) может быть записано еще и так:

$$F(\alpha, t) = F'(\alpha, t) + \\ + F''(\alpha, t) = \mathrm{Re}\left[\tilde{F}'_{\phi 1m} e^{-j\alpha}\right] + \\ + \mathrm{Re}\left[\tilde{F}''_{\phi 1m} e^{-j\alpha}\right].$$

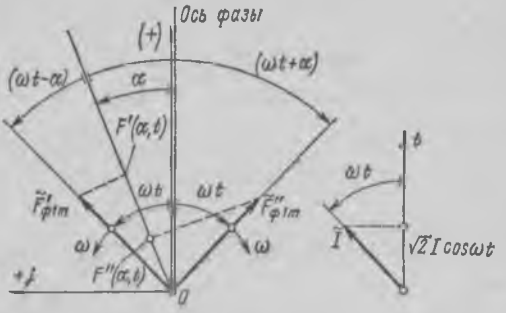


Рис. 25-4. Диаграмма МДС фазы на комплексной плоскости одноперiодной модели.

Разместив комплексные функции $\tilde{F}'_{\phi 1m}$ и $\tilde{F}''_{\phi 1m}$ на пространственно - временной плоскости одноперiодной модели, действительная ось которой совпадает с осью фазы рис. 25-4, а мнимая ось повернута на угол $\pi/2$ в сторону положительного отсчета углов, можно заметить, что угол между точкой под углом α и МДС $\tilde{F}'_{\phi 1m}$ равен $(\omega t - \alpha)$. Соответственно угол между точкой, положение которой

определяется углом α, и МДС $\tilde{F}''_{\phi 1m}$ равен $(-\omega t - \alpha)$. Поэтому, как вытекает из (25-1), проекции $\tilde{F}'_{\phi 1m}$ и $\tilde{F}''_{\phi 1m}$ на направление под углом α представляют собой соответственно прямую МДС $F'(\alpha, t)$ или обратную МДС $F''(\alpha, t)$ в рассматриваемой точке.

Комплексная функция $\tilde{F}'_{\phi 1m}$ вращается в прямую сторону (в сторону положительного отсчета углов) с угловой скоростью ω, комплексная функция $\tilde{F}''_{\phi 1m}$ — в обратную сторону с той же скоростью ω. Таким образом изображаются МДС, если угол α отсчитывается от оси данной фазы, совпадающей с действительной осью комплексной плоскости, а время отсчитывается от мгновения $t = 0$, когда ток в фазе максимален ($i = \sqrt{2}I$). Однако в дальнейшем нам нужно будет найти МДС многофазной обмотки путем суммирования МДС отдельных фаз.

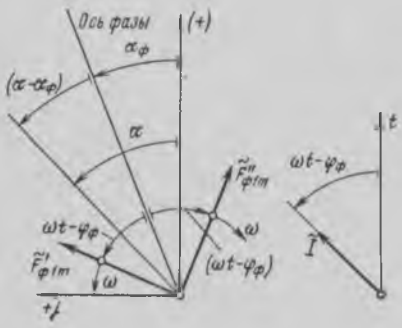


Рис. 25-5. Диаграмма МДС произвольной фазы с произвольным током на комплексной плоскости однопериодной модели.

Чтобы решить такую задачу, нужно научиться записывать уравнение МДС для произвольной фазы, ось которой расположена под углом α_ϕ к действительной оси комплексной плоскости (рис. 25-5), а ток описывается уравнением $i = \sqrt{2}I\cos(\omega t - \varphi_\phi)$ и при $t = 0$ равен $i = \sqrt{2}\cos(-\varphi_\phi)$. Уравнение МДС произвольной фазы в тригонометрической или комплексной форме можно записать по аналогии с (25-1) или (25-5), если заметить, что теперь роль угла ωt играет угол $(\omega t - \varphi_\phi)$, а роль угла α играет угол $(\alpha - \alpha_\phi)$, отсчитываемый от оси фазы,

$$F(\alpha, t) = F'_{\phi 1m}\cos[(\omega t - \varphi_\phi) - (\alpha - \alpha_\phi)] + F''_{\phi 1m}\cos[-(\omega t - \varphi_\phi) - (\alpha - \alpha_\phi)]$$

или

$$F(\alpha, t) = \mathrm{Re}[F'_{\phi 1m}e^{j(\omega t - \varphi_\phi)}e^{j\alpha_\phi}e^{-j\alpha}] + \mathrm{Re}[F''_{\phi 1m}e^{-j(\omega t - \varphi_\phi)}e^{j\alpha_\phi}e^{-j\alpha}];$$

$$F(\alpha, t) = \mathrm{Re}[\tilde{F}_{\phi 1m}e^{-j\alpha}] = \mathrm{Re}[\tilde{F}'_{\phi 1m}e^{-j\alpha}] + \mathrm{Re}[\tilde{F}''_{\phi 1m}e^{-j\alpha}]. \quad (25\text{-}6)$$

Диаграмма МДС произвольной фазы на комплексной плоскости модели показаны на рис. 25-5.

Комплексная функция

$$\tilde{F}_{\phi 1m} = \tilde{F}'_{\phi 1m} + \tilde{F}''_{\phi 1m}$$

изображает МДС фазы, комплексная функция

$$\tilde{F}'_{\phi 1m} = F'_{\phi 1m}e^{j(\omega t - \varphi_\phi)}e^{j\alpha_\phi}$$

изображает прямую вращающуюся волну МДС фазы, комплексная функция

$$\tilde{F}''_{\Phi 1m} = F''_{\Phi 1m} e^{-j(\omega t - \varphi_\Phi)} e^{j\alpha_\Phi}$$

— обратную вращающуюся волну МДС фазы.

25-3. ВРЕМЕННЫЕ И ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ КОМПЛЕКСЫ И КОМПЛЕКСНЫЕ ФУНКЦИИ ВЕЛИЧИН, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ЯВЛЕНИЯ В МНОГОФАЗНОЙ МАШИНЕ

Гармонически изменяющиеся во времени скалярные величины, характеризующие явления в электрических цепях (токи, напряжения, ЭДС потокосцепления), принято изображать в виде комплексных функций, проекции которых на ось времени соответствуют мгновенным значениям этих величин. Например, как показано

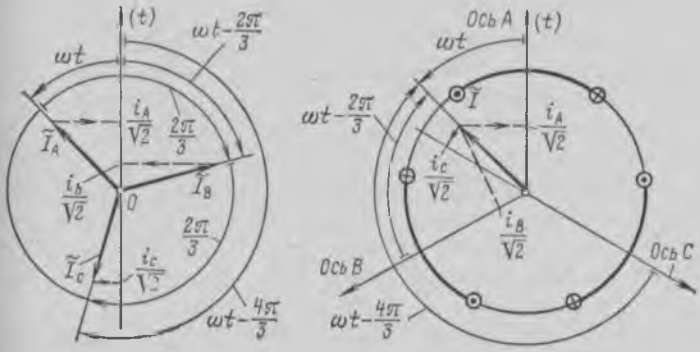


Рис. 25-6. Изображение токов трехфазной машины на временной комплексной плоскости (слева) и на пространственной комплексной плоскости однопериодной модели (справа).

на рис. 25-6 (слева), *мгновенное значение i_A тока фазы A, уменьшенное в $\sqrt{2}$ раз, равно проекции комплексной гармонической функции тока фазы A $\tilde{I}_A = \dot{I}_A e^{j\omega t}$ на ось времени t*, совмещенную с действительной осью временной комплексной плоскости, или, иными словами, действительной части комплексной функции тока

$$\frac{i_A}{\sqrt{2}} = \mathrm{Re}\,[\tilde{I}_A] = I_A \cos \omega t,$$

где $\dot{I}_A = I_A e^{j0}$ — комплекс действующего значения тока фазы A;
I_A — действующее значение тока фазы A.

Величины других фаз трехфазной машины в симметричном режиме изображаются комплексными функциями, смещенными на углы $-2\pi/3$ (для фазы B) и $-4\pi/3$ (для фазы C). Например, токи фаз B и C изображаются комплексными функциями

$$\tilde{I}_B = \dot{I}_B e^{j\omega t}, \quad \tilde{I}_C = \dot{I}_C e^{j\omega t},$$

где $\dot{I}_B = I_B e^{-j2\pi/3}$; $\dot{I}_C = I_C e^{-j4\pi/3}$ — комплексы действующих значений токов фаз A и B.

При этом, так как действующие значения токов в фазах одинаковы, модули комплексов тока не отличаются друг от друга:

$$I_A = I_B = I_C = I.$$

Мгновенные значения токов фаз могут быть найдены по формулам

$$\left.\begin{aligned} \frac{i_A}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}\,[\tilde{I}_A] = \mathrm{Re}\,[\dot{I}e^{j\omega t}]; \\ \frac{i_B}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}\,[\tilde{I}_B] = \mathrm{Re}\,[\dot{I}e^{j(\omega t - 2\pi/3)}]; \\ \frac{i_C}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}\,[\tilde{I}_C] = \mathrm{Re}\,[\dot{I}e^{j(\omega t - 4\pi/3)}], \end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}7)$$

где $I = I_A$, и представляют собой проекции соответствующих комплексных функций тока на действительную ось временной комплексной плоскости (рис. 25-6).

В теории электрических машин используется и другой способ изображения величин многофазных систем в симметричных режимах. *Скалярные величины (токи, напряжения и др.), характеризующие явления в различных фазах, изображаются на пространственной комплексной плоскости однопериодной модели в виде общей для всех фаз комплексной функции.*

Для токов в фазах по (25-7), показанных на рис. 25-6 слева, такая комплексная функция тока записывается следующим образом:

$$\tilde{I} = \dot{I}e^{j\omega t}, \quad \text{где} \quad \dot{I} = \dot{I}_A,$$

и изображается на пространственной комплексной плоскости однопериодной модели (рис. 25-6, справа).

Обмотки фаз представлены на однопериодной модели в виде одной катушки с положительно направленным током. Оси фаз A, B, C проведены через середины катушечных групп, представленных одной катушкой. Поскольку явления в фазе B запаздывают по отношению к фазе A, ось этой фазы смещена в сторону положительного отсчета углов на электрический угол $2\pi/3$, соответственно ось фазы C — на угол $4\pi/3$. *Мгновенное значение тока в фазе (уменьшенное в $\sqrt{2}$ раз) определяется как проекция комплексной функции тока $\tilde{I}$ на ось соответствующей фазы.*

Поскольку комплексная функция тока $\tilde{I}$ по отношению к оси данной фазы расположена совершенно так же, как комплексная функция тока этой фазы по отношению к действительной оси временной комплексной плоскости (на рис. 25-6, слева), мгновенное значение тока фазы при обоих способах изображения получается одинаковым. Действительно, проекции комплексной функции тока $\tilde{I}$

на оси соответствующих фаз пространственной комплексной плоскости

$$\left.\begin{aligned}
\frac{i_A}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}\,[\tilde{I}] = \mathrm{Re}\,[Ie^{j\omega t}];\\
\frac{i_B}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}\,[\tilde{I}e^{-j2\pi/3}] = \mathrm{Re}\,[Ie^{j(\omega t - 2\pi/3)}];\\
\frac{i_C}{\sqrt{2}} &= \mathrm{Re}\,[\tilde{I}e^{-j4\pi/3}] = \mathrm{Re}\,[Ie^{j(\omega t - 4\pi/3)}]
\end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}8)$$

совпадают с проекциями комплексных функций $\tilde{I}_A$, $\tilde{I}_B$, $\tilde{I}_C$ на ось времени (см. (25-7) и рис. 25-6, слева). Таким же образом могут быть изображены на пространственной комплексной плоскости модели ЭДС, напряжения, потокосцепления фаз. Эти величины будут также представлены общими для всех фаз комплексными функциями.

Ранее мы уже познакомились с представлением пространственно распределенных и изменяющихся во времени скалярных величин в виде пространственно временных комплексных функций на пространственной комплексной плоскости модели. Это было сделано для гармонически изменяющейся во времени и пространстве вращающейся волны МДС, представляющей собой скалярную величину. Значение МДС в данной точке зазора, например $F'(\alpha, t)$, смещенной на угол α относительно начала отсчета, определялось для каждого мгновения как проекция вращающейся комплексной функции $F_{\phi 1m}$ на направление под углом α (см. рис. 25-4, 25-5).

Теперь нам удалось изобразить фазные скалярные величины в виде комплексных функций на той же пространственной комплексной плоскости. Однако в отличие от комплексных функций, изображающих пространственно распределенные скалярные величины (МДС и, как мы увидим позже, нормальную составляющую магнитной индукции в зазоре), *комплексные функции, изображающие фазные величины, проектируются только на оси фаз*. Их проекции на произвольное направление α лишены физического смысла.

Чтобы подчеркнуть указанное различие, комплексные функции пространственно распределенных величин (МДС и нормальной составляющей индукции магнитного поля в зазоре) называют пространственно-временными комплексными функциями, а комплексные функции фазных величин, которые изменяются только во времени (тока, напряжения, ЭДС, потокосцепления), называют временными комплексными функциями.

25-4. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ. ВРАЩАЮЩИЕСЯ ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ЭТОЙ МДС

Рассмотрим симметричную многофазную обмотку с числом фаз m. Для упрощения записи формул положим $m = 3$. Определим МДС многофазной обмотки как сумму МДС отдельных фаз. При этом

учтем, что оси фаз смещены в пространстве на электрический угол $2\pi/m = 2\pi/3$, а токи фаз во времени — на такие же углы. Предположим, что фазы питаются симметричной системой токов прямой последовательности, т. е. токами, изображенными на рис. 25-6 и вычисляемыми по (25-7) или (25-8). Заметим, что системой токов прямой последовательности называется такая система токов, в которой ток фазы B отстает от тока фазы A на угол $2\pi/3$, а индекс B придается фазе, ось которой смещена относительно фазы A на электрический угол $\alpha_{AB} = 2\pi/3$ в направлении положительного отсчета углов (см. рис. 25-7).

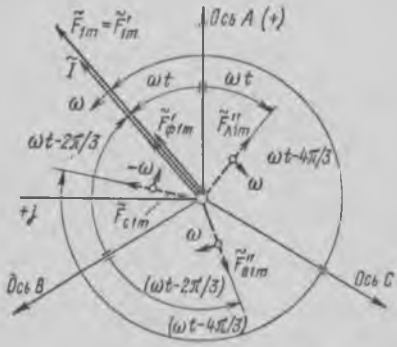


Рис. 25-7. Образование вращающейся МДС при питании трехфазной обмотки токами прямой последовательности.

Суммирование МДС отдельных фаз произведем в комплексной форме, совместив ось фазы A с действительной осью и отсчитывая положительные углы α против часовой стрелки. Предварительно разложив МДС фаз на прямые и обратные МДС и учитывая фазовый сдвиг токов $\varphi_ф$ и пространственное смещение осей фаз $\alpha_ф$ по (25-6), можно найти суммарную прямую МДС трехфазной обмотки:

$$\tilde{F}_{1m} = \tilde{F}'_{1m} = \tilde{F}'_{A1m} + \tilde{F}'_{B1m} + \tilde{F}'_{C1m} = F'_{ф1m} e^{j(\omega t - 0)} e^{j0} +$$
$$+ F'_{ф1m} e^{j(\omega t - 2\pi/3)} e^{j \cdot 2\pi/3} + F'_{ф1m} e^{j(\omega t - 4\pi/3)} e^{j \cdot 4\pi/3} =$$
$$= 3\tilde{F}'_{ф1m} = 3F'_{ф1m} e^{j\omega t} = F'_{1m} e^{j\omega t}.$$

Из формулы видно, что МДС всех фаз совпадают и изображаются на диаграмме одной и той же комплексной функцией. Амплитуда МДС m-фазной обмотки

$$F'_{1m} = F_{1m} = mF'_{ф1m} = m \frac{F_{ф1m}}{2},$$

где $F_{ф1m}$ — амплитуда пульсирующей волны МДС фазы.

После соответствующей подстановки [см. (24-28)] имеем:

$$F'_{1m} = F_{1m} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{Iwk_{y1}k_{p1}}{p}. \qquad (25\text{-}9)$$

Сумма обратных волн МДС фаз получается равной нулю [см. рис. 25-7 и (25-6)]

$$\tilde{F}''_{1m} = \tilde{F}''_{A1m} + \tilde{F}''_{B1m} + \tilde{F}''_{C1m} = F''_{ф1m} e^{-j(\omega t - 0)} e^{j0} +$$
$$+ F''_{ф1m} e^{-j(\omega t - 2\pi/3)} e^{j \cdot 2\pi/3} + F''_{ф1m} e^{-j(\omega t - 4\pi/3)} e^{j \cdot 4\pi/3} = 0.$$

Таким образом, первая гармоническая МДС трехфазной (а в общем случае многофазной) обмотки, питаемой системой токов прямой последовательности, представляет собой прямую вращ

щиюся МДС с амплитудой по (25-9), которая вращается с электрической угловой скоростью ω и угловой скоростью $\Omega_1 = \frac{\omega}{p}$ в положительном направлении.

На пространственной комплексной плоскости эта МДС совпадает по направлению с комплексной функцией $\dot{I}$, изображающей токи прямой последовательности в фазах (рис. 25-7). Имея в виду, что эта МДС пропорциональна току, $F_{1m} = k_F I$, можно записать (25-9) в комплексной форме

$$\dot{F}_{1m} = k_F \dot{I},$$

где $k_F = \frac{m\sqrt{2}\,\omega k_{o1}}{\pi p}$.

Распределение основной гармонической МДС, образованной токами прямой последовательности, по окружности зазора [см. (25-1), (25-5)] выражается уравнением

$$F(\alpha,\ t) = F_{1m}\cos(\omega t - \alpha) = \mathrm{Re}\left[\dot{F}_{1m}e^{-j\alpha}\right], \qquad (25\text{-}10)$$

где $\alpha = \gamma p = x\pi/\tau$ — электрический угол, характеризующий положение рассматриваемой точки в зазоре;

γ — угол от начала отсчета (от оси главной фазы A с током $i_A = \sqrt{2}\,I\cos\omega t$) до рассматриваемой точки;

x — расстояние по окружности зазора от оси главной фазы до рассматриваемой точки;

τ — полюсное деление основной гармонической;

p — число периодов основной гармонической по окружности зазора.

Если многофазная обмотка питается токами обратной последовательности, то совпадают друг с другом комплексные функции обратных МДС фаз, а прямые МДС взаимно уничтожаются.

В результате образуется обратная вращающаяся МДС, описываемая уравнением

$$F(\alpha,\ t) = F_{1m}\cos(-\omega t - \alpha) = \mathrm{Re}\left[F_{1m}e^{-j\omega t}e^{-j\alpha}\right]. \qquad (25\text{-}11)$$

Аналогично можно произвести суммирование прямых и обратных волн высших гармонических МДС каждой из фаз. При суммировании этих волн для ν-й гармоники могут уничтожаться или прямые, или обратные волны, или те и другие одновременно. Поэтому в кривой МДС содержатся только некоторые гармонические МДС, определяемые формулой $\nu = 2mc \pm 1$, где $c = 0, 1, 2, 3\ldots$ Для трехфазной обмотки ($m = 3$) образуются вращающиеся волны МДС порядка $\nu = 1, 5, 7, 11, 13\ldots$

Направление вращения ν-й гармонической составляющей вращающегося поля получается прямым (совпадает с выбранным положительным направлением отсчета углов), если при расчете порядка гармонической в приведенной формуле используется знак (+), и обратным, если используется знак (—).

Амплитуда вращающейся ν-й гармонической МДС определяется по формуле, аналогичной (25-11),

$$F_{\nu m} = \frac{m\sqrt{2}\, I w k_{p\nu} k_{y\nu}}{\pi \nu p}, \qquad (25\text{-}12)$$

где $\nu p = p_\nu$ — число периодов ν-й гармонической.

Угловая скорость ν-й гармонической МДС

$$\Omega_\nu = \omega / p_\nu = \omega / \nu p. \qquad (25\text{-}13)$$

Угловая скорость

$$\omega_\nu = \Omega_\nu p_\nu = \omega, \qquad (25\text{-}14)$$

полученная путем умножения геометрической скорости на число периодов ν-й гармонической поля (таким же образом, как электрический угол для ν-й гармонической $\alpha_\nu = \gamma p_\nu$), может рассматриваться как электрическая угловая скорость ν-й гармонической МДС. Именно с этой скоростью [см. (25-10)] вращается комплексная функция ν-й гармонической МДС

$$\tilde{F}_{\nu m} = F_{\nu m} e^{\pm j\omega t}.$$

Угловая скорость ν-й гармонической $\Omega_\nu = \Omega_1/\nu$ в ν раз меньше скорости основной гармонической МДС. Распределение ν-й гармонической МДС по окружности зазора электрической машины представляется уравнением, составляемым по аналогии с (25-10) (для гармонической, вращающейся в прямом направлении) или с (25-11) (для гармонической, вращающейся в отрицательном направлении):

$$F_\nu(\alpha,\ t) = F_{\nu m} \cos(\pm \omega t - \alpha_\nu) = \mathrm{Re}\left[F_{\nu m} e^{\pm j\omega t} e^{-j\alpha_\nu}\right], \qquad (25\text{-}15)$$

где знак (+) относится к прямо вращающимся гармоническим, (—) — к обратно вращающимся гармоническим;

$$\alpha_\nu = p_\nu \gamma = \nu p \gamma = \frac{x}{\tau_\nu}\pi = \frac{\nu x \pi}{\tau}$$

— электрический угол, определяющий положение рассматриваемой точки для поля ν-й гармонической;

$p_\nu = p\nu$ — число периодов ν-й гармонической по окружности зазора;

$\tau_\nu = \tau/\nu$ — полюсное деление ν-й гармонической.

Обычно амплитуда ν-й гармонической невелика, так как произведение $k_{p\nu}k_{y\nu}$ мало и составляет сотые доли единицы, в то время как для первой гармоники это произведение близко к единице. Кроме того, многие гармонические взаимно уничтожаются (например, гармонические, порядок которых кратен трем при трехфазной обмотке, т. е. гармонические порядка $\nu = 3, 9, 15$ и т. д.). Поэтому МДС многофазной (трехфазной) обмотки при правильном выборе шага катушек ($y_к = 0{,}83\,\tau$) и числа катушек в группе ($q \geqslant 2$) мало

отличается от своей первой гармонической, содержит слабо выраженные высшие гармонические и представляет собой вращающуюся волну первой гармонической с амплитудой по (25-9) и угловой скоростью $\Omega = \Omega_1 = \omega/p$, причем при питании многофазной (трехфазной) обмотки токами прямой последовательности с током в фазе A, равным:

$$i_A = \sqrt{2}\, I \cos \omega t,$$

амплитуда первой гармонической волны МДС смещена в момент времени t на угол $\gamma = \omega t/p$ относительно оси фазы A (или на электрический угол $\alpha = \omega t$).

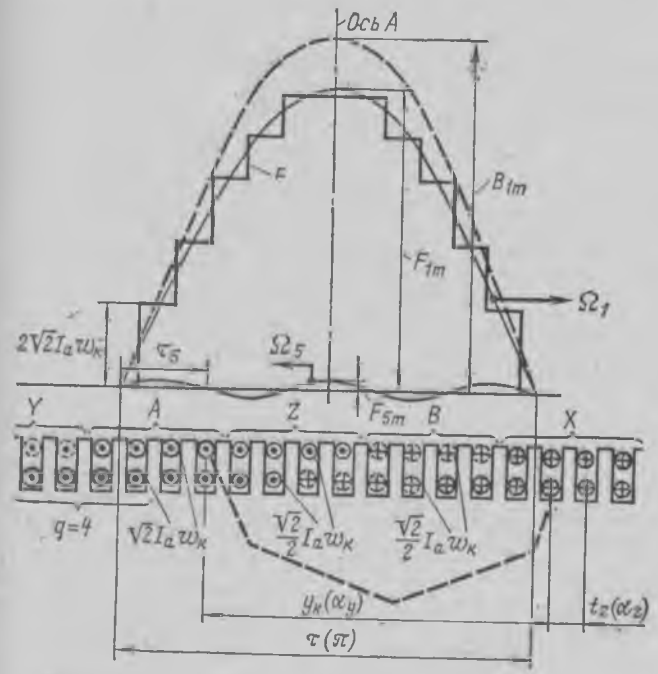


Рис. 25-8. Магнитодвижущая сила (F) трехфазной обмотки ($q = 4$, $y_к/\tau = 0{,}835$).

Перечисленные особенности МДС трехфазной обмотки отражены на рис. 25-8. Фазы обмотки, представленной на этом рисунке, ничем не отличаются от фаз на рис. 24-13. Сравнивая МДС трехфазной обмотки (рис. 25-8) с МДС одной фазы этой обмотки (рис. 24-13), можно убедиться в том, что форма МДС заметно улучшается, делаясь более близкой к синусоидальной. Довольно сильно выраженные в МДС фаз третьи гармонические (см. рис. 24-13) в результате сложения взаимно уничтожаются. Заметим, что МДС F найдена на рис. 25-8 для $t = 0$, когда ток в фазе A максимален

$$i_A = \sqrt{2}\, I_a \cos \omega t = \sqrt{2}\, I_a,$$

а токи в фазах B и C равны

$$i_B = \sqrt{2}\, I_a \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_a;$$

$$i_C = \sqrt{2}\, I_a \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_a.$$

Напомним, что $I_a = I/a$ — ток одной параллельной ветви обмотки. Кривая МДС строится так же, как МДС одной фазы на рис. 24-13, если учесть, что токи в фазах B и C направлены в обратную сторону по отношению к положительным направлениям токов в фазах. Для выражения амплитуд гармоник МДС через амплитуды токов в катушечной стороне используется формула, полученная из (24-35):

$$F_{\nu m} = \frac{m}{2} F_{\phi \nu m} = \frac{2qmk_{y\nu}k_{p\nu}}{\pi\nu}\left(\sqrt{2}\, I_a w_к\right). \qquad (25\text{-}16)$$

Обращаясь к этой формуле, легко найти, что

$$F_{1m} = 7{,}12\sqrt{2}\, I_a w_к;$$

$$F_{5m} = 0{,}075\sqrt{2}\, I_a w_к;$$

$$F_{7m} = -0{,}042\sqrt{2}\, I_a w_к.$$

25-5. ОСНОВНАЯ ГАРМОНИЧЕСКАЯ ИНДУКЦИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ (ВРАЩАЮЩЕЕСЯ ПОЛЕ)

Полюсное деление основной гармонической МДС многофазной обмотки $\tau_1 = \tau$ обычно во много раз больше, чем зубцовые деления магнитопроводов t_{Z1} и t_{Z2} ($\tau_1/t_{Z1} = q_1 m_1 \gg 1$; $\tau_1/t_{Z2} \gg 1$). Это открывает возможность при расчете поля, образованного основной гармонической МДС $F(\alpha, t) = F_{1m}\cos(\omega t - \alpha)$, учитывать влияние зубчатости в среднем с помощью коэффициента зазора k_δ. В этом случае средняя удельная проводимость зазора получается такой же, как при униполярном намагничивании и рассчитывается по формуле

$$\lambda_0 = 1/\delta k_\delta, \qquad (25\text{-}17)$$

где $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ по (24-10).

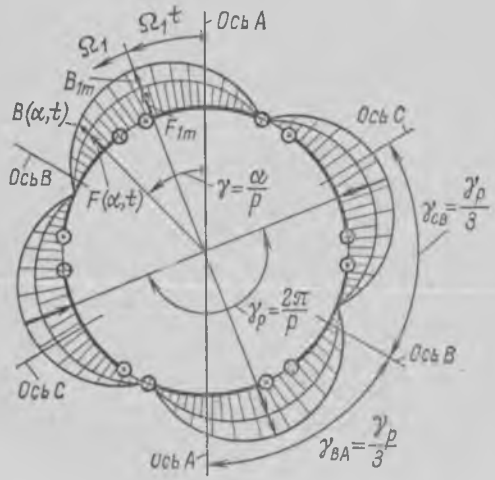


Рис. 25-9. Вращающееся магнитное поле в зазоре многофазной p-периодной машины.

В соответствии с определением МДС (§ 24-3) ос-

новная гармоническая радиальной составляющей индукции в зазоре может быть рассчитана по (25-17)

$$B(\alpha,\ t) = \mu_0 \lambda_0 F(\alpha,\ t) = B_{1m} \cos(\omega t - \alpha), \qquad (25\text{-}18)$$

где $B_{1m} = \mu_0 \lambda_0 F_{1m}$ — амплитуда основной гармонической индукции.

Основная гармоническая индукции магнитного поля в зазоре многофазной машины представляет собой вращающуюся волну, перемещающуюся с той же угловой скоростью $\Omega = \Omega_1 = \omega/p$,

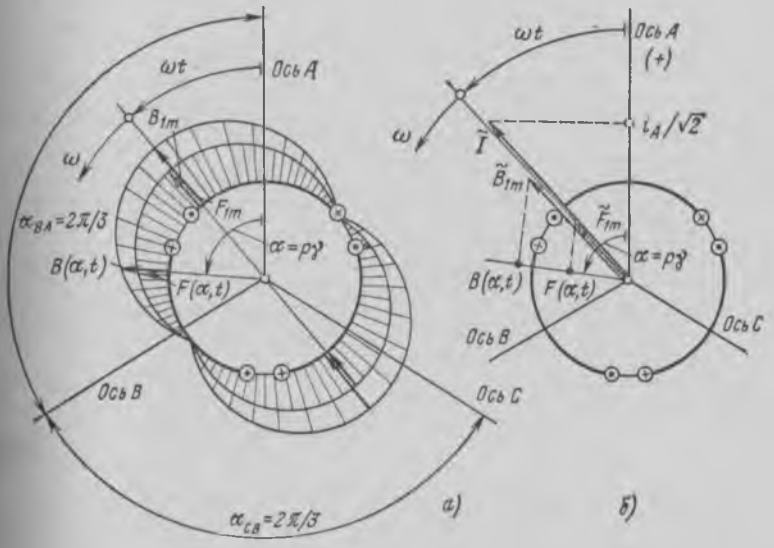


Рис. 25-10. Изображение вращающегося магнитного поля в однопериодной модели машины по рис. 25-9.

имеющую то же число периодов p и тот же пространственный ($\tau = \tau_1$) и угловой $\gamma_p = 2\pi/p$ период, что и первая гармоническая МДС (рис. 25-9). Так же как МДС, индукция B (α, t) может быть показана на однопериодной модели машины (рис. 25-10) или в виде косинусоидально распределенной вращающейся волны (рис. 25-10, *а*), или в виде пространственно-временной комплексной функции

$$\dot{B}_1 = B_{1m} e^{j\omega t}, \qquad (25\text{-}19)$$

совпадающей по фазе с МДС $\dot{F}_1$ и током $\dot{I}$. Проекция комплексной функции B_1 на произвольное направление под электрическим углом $\alpha = p\gamma$ к началу отсчета в модели (рис. 25-10, *б*) равна радиальной составляющей индукции основной гармонической в точке под углом γ к началу отсчета в самой машине (рис. 25-9). За начало отсчета обычно принимается ось главной фазы (фазы A), ток в которой $i_A = \sqrt{2} I_a \cos \omega t$ максимален при $t = 0$.

25-6. ВЫСШИЕ ГАРМОНИЧЕСКИЕ ИНДУКЦИИ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ

Высшие гармонические индукции магнитного поля многофазной обмотки зависят как от пространственного распределения МДС обмотки, так и от зубчатости магнитопроводов. Однако, так как зубчатость по-разному проявляется для различных гармонических, введение коэффициента зазора как при расчете основной гармонической поля (§ 25-5) не позволяет найти высшие гармонические с приемлемой точностью.

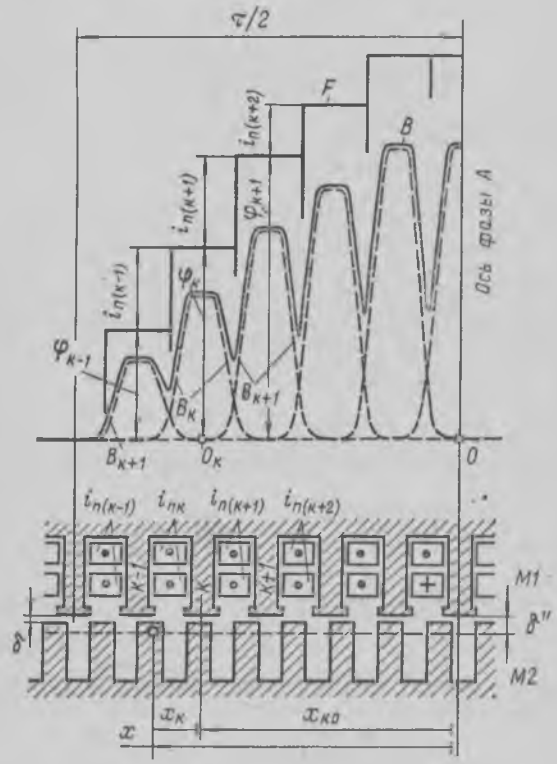


Рис. 25-11. Магнитное поле многофазной обмотки, заданное распределением мгновенных токов по фазам.

Поэтому точное определение магнитного поля многофазной обмотки нужно начать с построения ступенчатой кривой МДС обмотки F. Предварительно следует для заданного момента времени t рассчитать мгновенные токи в фазах обмотки i_A, i_B, i_C; токи в катушечных сторонах $\pm i_A w_к/a$; $\pm i_B w_к/a$; $\pm i_C w_к/a$ и токи в пазах $i_{п\,(k-1)}$; $i_{п(k)}$; $i_{п(k+1)}$..., которые нетрудно найти, зная схему обмотки.

Такая кривая МДС F построена, например, на рис. 25-8 в пределах τ.

На рис. 25-11 та же кривая F построена на отрезке $\tau/2$. Для ее построения нужно произвольно задаться магнитным потенциалом на одном из зубцовых делений, например $\varphi'_k = 0$ на зубцовом делении k. Тогда потенциал φ'_{k+1} на соседнем зубцовом делении $k+1$, начинающемся после паза $п\,(k+1)$ с током $i_{п\,(k+1)}$, равен $\varphi'_{k+1} = \varphi'_k + i_{п(k+1)}$ (напомним, что ток паза считается положительным, если он направлен «к нам»). Определив потенциалы зубцовых делений, расположенных на протяжении периода поля или двух полюсных делений, следует найти среднее значение потенциала

$$\varphi_{ср} = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} \varphi'_к$$

и затем МДС многофазной обмотки F на всех зубцовых делениях, отсчитываемую от среднего потенциала $\varphi_{ср}$ и равную $\varphi_{k-1} = \varphi'_{k-1} - \varphi_{ср}$ на $(k-1)$-м зубцовом делении, $\varphi_k = \varphi'_k - \varphi_{ср}$ на k-м зубцовом делении, $\varphi_{k+1} = \varphi'_{k+1} - \varphi_{ср}$ на $(k+1)$-м зубцовом делении и т. д.

Такая МДС F показана на рис. 25-11. Ее можно считать равной сумме МДС зубцовых делений $\varphi_k(x)$. Соответственно поле многофазной обмотки можно определить как сумму элементарных полей, образованных МДС зубцовых делений $\varphi_k(x)$. Распределение МДС $\varphi_k(x)$ зубцового деления k показано отдельно на рис. 25-12. Оно имеет прямоугольную форму, причем на протяжении зубцового деления $\varphi_k(x) = \varphi_k$, а за его пределами $\varphi_k(x) = 0$. Это означает, что при решении задачи определения поля следует принять следующие граничные условия: потенциал $\varphi = 0$ для магнитопровода *2*; потенциал $\varphi = \varphi_k$ для зубцового деления k магнитопровода *1* и потенциал $\varphi = 0$ для зубцовых делений $k+1$ и $k-1$ магнитопровода *1*. Образующееся поле существенно зависит от конфигурации пазов и зазора. Для упрощения расчета точно воспроизводится только форма возбужденного магнитопровода *1*, в пазах которого расположена рассматриваемая обмотка. Невозбужденный магнитопровод *2* заменяется гладким, а влияние его зубчатости на проводимость зазора учитывается приближенно введением эквивалентного зазора $\delta'' = \delta k_{\delta 2}$ [см. (24-10)].

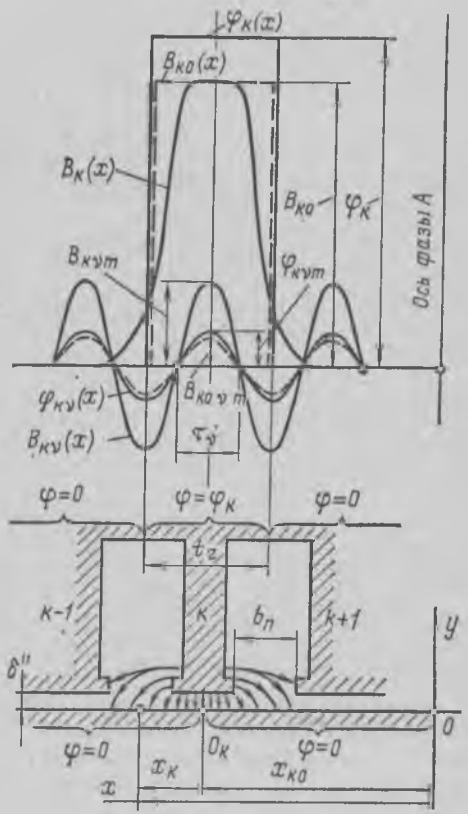


Рис. 25-12. Поле, образованное МДС k-го зубцового деления.

Скалярный магнитный потенциал $\varphi(x, y)$ в области поля определяется аналитически с помощью (23-8). Затем рассчитывается индукция магнитного поля на гладкой поверхности магнитопро-

вода 2, образованная МДС $\varphi_k(x)$:

$$B_k(x) = -\frac{\partial \varphi(x, y)}{\partial y}\mu_0.$$

Кривая индукции $B_k(x)$ показана на рисунке. Ее форма зависит от соотношения размеров в пределах зубцового деления: $b_ш/\delta''$ и t_Z/δ'', поэтому кривые индукции на всех других зубцовых делениях, например $B_{k+1}(x)$ или $B_{k-1}(x)$, подобны по форме кривой $B_k(x)$, причем ординаты этих кривых увеличены соответственно в φ_{k+1}/φ_k и φ_{k-1}/φ_k раз. На рис. 25-11 показано, как путем сложения полей отдельных зубцовых делений $B_k(x)$; $B_{k+1}(x)$; $B_{k-1}(x)$... можно получить результирующее поле B, образованное МДС F многофазной обмотки.

Гармонические составляющие индукции результирующего поля B также можно найти путем суммирования гармонических составляющих индукции полей отдельных зубцовых делений $B_k(x)$; $B_{k+1}(x)$... Поскольку кривые $B_k(x)$, $B_{k+1}(x)$... подобны по форме, достаточно провести гармонический анализ одной из этих кривых, например $B_k(x)$. В силу симметрии кривой $B_k(x)$ относительно середины зубцового деления (рис. 25-12) ее разложение содержит только постоянную составляющую и косинусы

$$B_k(x) = B_{k\,(c)} + \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{k\nu m} \cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau},$$

где $\nu = 1, 2, 3...$

Амплитуда ν-й гармонической разложения

$$B_{k\nu m} = \frac{1}{\tau}\int_{-\tau}^{\tau} B_k(x)\cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}\,dx_k.$$

При этом из-за сложности аналитического выражения для $B_k(x)$ интегрирование может быть проведено только численно с помощью ЭВМ. Для того чтобы избавиться в инженерной практике от проведения громоздких численных расчетов, Т. Г. Сорокером [1] было предложено выражать амплитуду ν-й гармонической $B_{k\nu m}$ разложения $B_k(x)$ через амплитуду ν-й гармонической $B_{k0\nu m}$ разложения идеализированной кривой индукции прямоугольной формы $B_{k0}(x)$ с максимальным значением $B_{k0} = \mu_0\varphi_k/\delta''$. В силу симметрии кривой $B_{k0}(x)$ относительно середины зубцового деления (рис. 25-12) ее разложение также содержит постоянную составляющую и косинусы

$$B_{k0}(x) = B_{k0\,(c)} + \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{k0\nu m}\cos\frac{\nu x_k \pi}{\tau}, \quad \text{где} \quad \nu = 1, 2, 3\ldots$$

[1] Сорокер Т. Г. Влияние пазов на гармонические составляющие магнитного поля в зазоре асинхронных двигателей при односторонней зубчатости. Electrotechnicky Obzor, 1972, № 10.

Амплитуды отдельных членов разложения $B_{k0}(x)$ легко вычисляются аналитически:

$$B_{k0\nu m}=\frac{1}{\tau}\int\limits_{x_k=-\tau}^{\tau} B_{k\delta}(x)\cos\frac{\nu x_k\pi}{\tau}\,dx_k=\frac{\mu_0}{\delta''}\varphi_{k\nu m},$$

где

$$\varphi_{k\nu m}=\frac{1}{\tau}\int\limits_{x_k=-0{,}5t_Z}^{0{,}5t_Z}\varphi_k\cos\frac{\nu x_k\pi}{\tau}\,dx_k=\frac{2\varphi_k}{\nu\pi}\sin\frac{\nu t_Z\pi}{2\tau}$$

— амплитуда ν-й гармонической МДС k-го зубцового деления $\varphi_k(x)$.

На рис. 25-12 показаны ν-е гармонические кривых $B_k(x)$ и $B_{k0}(x)$. Как видно из рисунка, они имеют одинаковые полюсные деления $\tau_\nu=\tau/\nu$ и различные амплитуды $B_{k\nu m}$ и $B_{k\delta\nu m}$. Отношение амплитуд гармоник индукции, найденных с учетом и без учета влияния зубчатости, называется коэффициентом влияния пазов для ν-й гармонической

$$C_\nu=B_{k\nu m}/B_{k\delta\nu m}. \qquad (25\text{-}20)$$

Коэффициент влияния пазов C_ν получается одинаковым для всех зубцовых делений данного магнитопровода и зависит только от соотношений его размеров и порядка гармонической

$$C_\nu=f\left(\frac{b_\text{п}}{\delta''};\ \frac{b_\text{п}}{t_Z};\ \frac{Z}{\nu p}\right),$$

где Z — число зубцов магнитопровода;

p — число периодов основной гармонической;

$b_\text{п}$ — ширина паза у зазора.

На основании критериальной обработки численных расчетов C_ν, проведенных при различных соотношениях размеров, предложена следующая приближенная методика его расчета.

Коэффициент влияния пазов для ν-й гармонической

$$C_\nu=D_\nu-A_\nu/\text{tg}\,\frac{\pi p\nu}{Z}, \qquad (25\text{-}21)$$

где D_ν и A_ν определяются в зависимости от отношения $b_\text{п}/\delta''$ и величины

$$\varepsilon_\nu=\frac{\pi p\nu}{Z}\,\frac{b_\text{п}}{t_Z};$$

а) при $\varepsilon_\nu\leqslant 2$

$$A_\nu=\frac{\varepsilon_\nu}{1+5\delta''/b_\text{п}}\left[1-\varphi_{mA}\varepsilon_\nu^2\delta''/b_\text{п}\right],$$

$$\varphi_{mA}=0{,}4845-0{,}0255\,b_\text{п}/\delta''+0{,}0142\,(b_\text{п}/\delta'')^2;$$

$$D_\nu=1-\varphi_{mB}\varepsilon_\nu^2\left(1-\varphi_{mB}\varepsilon_\nu^2/6\right),$$

где

$$\varphi_{mB}=0{,}5+\frac{2}{3}\left(\frac{\delta''}{b_{\text{п}}}\right)^2-\frac{1}{3\,(1+0{,}08b_{\text{п}}/\delta'')};$$

б) при $\varepsilon_\nu > 2$

$$A_\nu = e^{-1{,}46\varepsilon_\nu\delta''/b_{\text{п}}}\sin\left(0{,}95\varepsilon_\nu-\varphi_{mC}\right),$$

$$D_\nu = e^{-1{,}46\varepsilon_\nu\delta''/b_{\text{п}}}\cos\left(0{,}95\varepsilon_\nu-\varphi_{mC}\right),$$

где

$$\varphi_{mC}=0{,}7484-0{,}05037b_{\text{п}}/\delta''+0{,}001195\,(b_{\text{п}}/\delta'')^2.$$

В качестве примера приведем результаты расчета C_ν применительно к магнитопроводам на рис. 25-11 или 25-12:

$$\delta=1\text{ мм};\quad b_{\text{п}}=b_{\text{п}1}=5\text{ мм};\quad t_Z=t_{Z1}=10\text{ мм};$$
$$b_{\text{п}2}=3{,}75\text{ мм};\quad t_{Z_2}=7{,}5\text{ мм};\quad Z=24;\quad p=1.$$

Расчет проведем для первой зубцовой гармонической порядка

$$\nu=Z/p-1=24/1-1=23.$$

Коэффициент зазора для второго магнитопровода [см. (24-10)]

$$k_{\delta 2}=7{,}5/(7{,}5-1{,}607\cdot 1)=1{,}272,$$

где

$$\gamma=(3{,}75/1)^2/(5+3{,}75/1)=1{,}607.$$

Эквивалентный зазор

$$\delta''=\delta k_{\delta 2}=1\cdot 1{,}272=1{,}272\text{ мм}.$$

Другие значения, найденные по ранее приведенным формулам:

$$\varepsilon_\nu=1{,}5053<2;\qquad \operatorname{tg}\frac{\pi p\nu}{Z}=-0{,}13165;$$

$\varphi_{mA}=0{,}60367$; $\varphi_{mB}=0{,}28955$; $A_\nu=0{,}43198$; $D_\nu=0{,}41564$; $C_\nu=3{,}713$.

После определения коэффициента C_ν нетрудно найти с учетом зубчатости амплитуду ν-й гармонической индукции, образованной МДС k-го зубцового деления $\varphi_k(x)$

$$B_{k\nu m}=C_\nu B_{k0\nu m}=\frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\varphi_{k\nu m},\qquad (25\text{-}22)$$

где $\varphi_{k\nu m}$ — амплитуда ν-й гармонической МДС k-го зубцового деления (см. ранее).

Зная пространственное распределение ν-й гармонической МДС k-го зубцового деления

$$\varphi_{k\nu}(x)=\varphi_{k\nu m}\cos\frac{\nu x_k\pi}{\tau}$$

и пользуясь (25-22), легко записать уравнение для распределения ν-й гармонической индукции с учетом зубчатости:

$$B_{k\nu}(x)=B_{k\nu m}\cos\frac{\nu x_k\pi}{\tau}.$$

Для того чтобы иметь возможность произвести суммирование индукций, это уравнение необходимо представить в общей для всех контуров координатной системе, начало отсчета которой совмещено с осью фазы A (рис. 25-11 и 25-12):

$$B_{k\nu}(x) = B_{k\nu m}\cos(x - x_{k0})\frac{\nu\pi}{\tau}.$$

В этом уравнении $(x - x_{k0}) = x_k$ — расстояние от оси k-го зубца до рассматриваемой точки в зазоре; x_{k0} — расстояние от оси фазы A до оси k-го зубца; x — расстояние от оси фазы A до рассматриваемой точки.

Заметив, что $x\pi/\tau = \alpha$ — электрический угол по основной гармонической от оси фазы A до рассматриваемой точки; $x_{k0}\pi/\tau = \alpha_{k0}$ — электрический угол от оси фазы A до оси k-го зубца, можно переписать уравнения для пространственного распределения ν-х гармонических МДС и индукции в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned}\varphi_{k\nu}(\alpha) &= \varphi_{k\nu m}\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0});\\ B_{k\nu}(\alpha) &= B_{k\nu m}\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0}).\end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}23)$$

Поскольку по фазам обмотки протекают переменные токи с угловой частотой ω, можно утверждать, что МДС k-го зубцового деления будет изменяться во времени с той же частотой

$$\varphi_k = \varphi_{km}\cos(\omega t - \beta_k),$$

где φ_{km} — временна́я амплитуда МДС k-го зубцового деления;

β_k — временна́я фаза МДС k-го зубцового деления.

Соответственно изменяются во времени и амплитуды ν-х пространственных гармонических МДС и индукции k-го зубцового деления:

$$B_{k\nu m} = \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\varphi_{k\nu m},$$

где $\varphi_{k\nu m} = \dfrac{2\varphi_k}{\nu\pi}\sin\dfrac{\nu t_Z\pi}{2\tau}$ — амплитуда ν-й гармонической МДС в момент времени t;

$\varphi_{k\nu mm} = \dfrac{2\varphi_{km}}{\nu\pi}\sin\dfrac{\nu t_Z\pi}{2\tau}$ — амплитуда ν-й гармонической МДС в момент, когда $\varphi_k(t) = \varphi_{km}$.

Учитывая, что $\varphi_{k\nu m}$ и $B_{k\nu m}$ в (25-23) изменяются в функции времени, получим уравнения для ν-х гармонических МДС и индукции в произвольной точке зазора под углом α к оси фазы в любое мгновение t:

$$\left.\begin{aligned}\varphi_{k\nu}(\alpha,\ t) &= \varphi_{k\nu mm}\cos(\omega t - \beta_k)\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0});\\ B_{k\nu}(\alpha,\ t) &= \frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\varphi_{k\nu mm}\cos(\omega t - \beta_k)\cos\nu(\alpha - \alpha_{k0}).\end{aligned}\right\} \qquad (25\text{-}24)$$

Сравнивая полученные уравнения с (24-37), замечаем, что они представляют собой уравнения пульсирующих волн.

Результирующая ν-я гармоническая индукции многофазной обмотки получается путем суммирования индукций, образованных МДС зубцовых делений:

$$B_\nu(\alpha,\ t)=\sum_{k=1}^{Z} B_{k\nu}(\alpha,\ t)=\frac{\mu_0 C_\nu}{\delta''}\sum_{k=1}^{Z}\varphi_{k\nu}(\alpha,\ t).$$

Сумма ν-х гармонических МДС всех зубцовых делений $\sum_{k=1}^{Z}\varphi_{k\nu}(\alpha, t)$ равна ν-й гармонической МДС многофазной обмотки $F_\nu(\alpha,\ t)$.

Ранее (см. § 25-4) было показано, что при $\nu = 2mc \pm 1$, где $c = 0, 1, 2, 3, \ldots$, обмотка с числом фаз m образует ν-ю гармоническую МДС в виде вращающейся волны, описываемой уравнением (25-15), поэтому

$$\sum_{k=1}^{Z}\varphi_{k\nu}(\alpha,\ t)=F_\nu(\alpha,\ t)=F_{\nu m}\cos(\pm\omega t-\nu\alpha)$$

и, следовательно, ν-я гармоническая индукции многофазной обмотки

$$B_\nu(\alpha,\ t)=B_{\nu m}\cos(\pm\omega t-\nu\alpha), \qquad (25\text{-}25)$$

где $B_{\nu m}=\mu_0 C_\nu F_{\nu m}/\delta''$ — амплитуда вращающейся волны ν-й гармонической индукции многофазной обмотки.

Таким образом, *индукция многофазной обмотки, найденная с учетом влияния пазов, содержит гармонические составляющие того же порядка, что и МДС. Влияние пазов на амплитуду гармоники индукции учитывается с помощью коэффициента C_ν, рассчитываемого по (25-21).*

Коэффициент C_ν может быть положительным или отрицательным. Соответственно волна индукции может быть либо в фазе, либо в противофазе по отношению к волне МДС. Для гармонических составляющих, имеющих большие полюсные деления и удовлетворяющих условию $\tau_\nu = \tau/\nu > t_{Z1}$, коэффициент $C_\nu \approx 1/k_{\delta 1}$. Поскольку для основной гармонической это условие обычно удовлетворяется, $\tau_1 > t_Z = \tau_1/(m_1 q_1)$, амплитуда ее индукции по (25-25) равна $B_1 = F_{1m}\mu_0 C_1/\delta'' = F_{1m}\mu_0/(\delta k_{\delta 1} k_{\delta 2})$, что совпадает с (25-18).

Число периодов, полюсное деление, направление вращения, угловая скорость и электрическая угловая частота высшей ν-й гармонической индукции вращающегося поля совпадают с соответствующими параметрами для ν-й гармонической МДС [см. (25-13)]. От основной гармонической индукции вращающегося поля высшие ν-е гармонические отличаются только тем, что они имеют значительно меньшие амплитуды, иное число периодов и иные частоты вращения.

Поскольку каждая из гармоник поля перемещается со своей угловой скоростью Ω_ν, их взаимное расположение все время изменяется и результирующее магнитное поле периодически изменяет свою форму. Это свойство поля иллюстрируется рис. 25-13, на котором индукция представлена в виде суммы основной и пятой гармонической. Индукция найдена для двух мгновений: $t = 0$, когда ток в фазе A трехфазной обмотки максимален (рис. 25-13, *а*) и $t = \pi/2\omega$, когда $\omega t = \pi/2$ и ток в фазе A равен нулю (рис. 25-13, *б*).

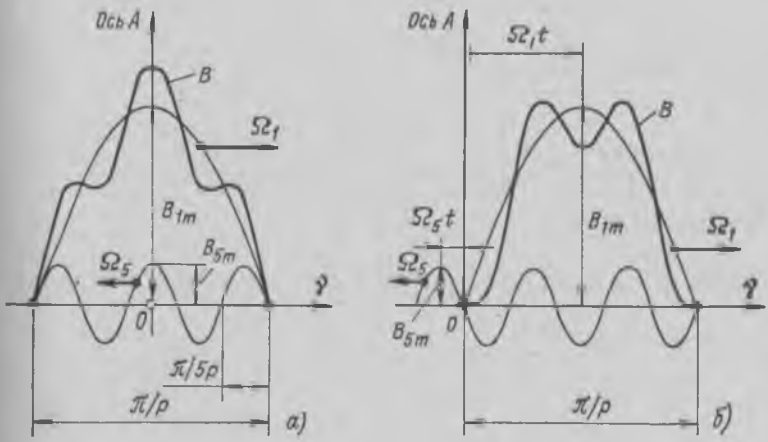


Рис. 25-13. Влияние высших гармонических на форму вращающегося поля многофазной обмотки.

а — поле при $t = 0$; *б* — поле при $t = \pi/2\omega$.

При $t = 0$ амплитуды гармонических лежат на оси фазы. За время $t = \pi/2\omega$ волна основной гармонической перемещается в положительном направлении на угол

$$\Omega_1 t = \frac{\omega}{p}\frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2p}$$

или электрический угол $\pi/2$, а волна пятой гармонической перемещается в обратном направлении на угол

$$\Omega_5 t = \frac{\omega}{5p}\frac{\pi}{2\omega} = \frac{\pi}{2(5p)}$$

или на электрический угол

$$(5p)\cdot(\Omega_5 t) = \frac{\pi}{2}.$$

Из рисунка видно, что форма кривой индукции при $t = 0$ и $t = \pi/2\omega$ получается различной из-за изменения взаимного расположения гармонических составляющих. Для наглядности ампли-

туда пятой гармонической увеличена в несколько раз по сравнению с обычной ее величиной.

При слабо выраженных высших гармонических это изменение формы получается мало заметным.

Перечисленные особенности высших гармонических характерны для вращающихся полей, которые образованы многофазными обмотками, питаемыми симметричными системами токов прямой или обратной последовательности с круговой частотой ω. *Гармонические составляющие поля многофазной обмотки вращаются с одинаковыми электрическими угловыми скоростями* $\omega_\nu = \omega$, *совпадающими с круговой частотой токов, и с различными геометрическими угловыми скоростями* $\Omega_\nu = \omega/\nu p$.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ШЕСТАЯ

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

26-1. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Вращающееся магнитное поле может быть образовано и другим способом — с помощью обмотки возбуждения, расположенной на вращающемся роторе. При питании этой обмотки постоянным током i образуется неподвижное относительно ротора магнитное поле с радиальной составляющей индукции B (рис. 26-1). Если ротор вместе с обмоткой привести во вращение с угловой скоростью Ω, то магнитное поле обмотки будет также вращаться с той же угловой скоростью.

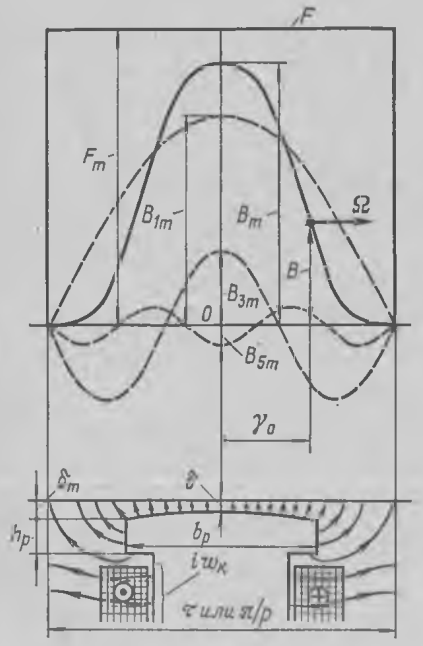


Рис. 26-1. Магнитное поле сосредоточенной обмотки возбуждения.

Магнитодвижущая сила F, образуемая сосредоточенной обмоткой возбуждения, представляется в виде кривой прямоугольной формы (§ 24-1). На протяжении полюсного деления она остается постоянной и равной $F_m = iw_к$, на оси паза она скачкообразно изменяется на значение тока в пазу $2iw_к$ и изменяет свою полярность на обратную $-F_m$. Амплитуда МДС может быть рассчитана как для однофазной двухслойной обмотки без укорочения шага, имеющей $q = 1$, $y_к = \tau$ и питае-

мой постоянным током $i = \sqrt{2}\, I_a$,

$$F_m = q(\sqrt{2}\, I_a)\, w_к = i w_к.$$

Поле в зазоре, созданное МДС F, рассчитывается на отрезке 0,5 τ с помощью уравнения Лапласа (23-8) для скалярного магнитного потенциала при следующих граничных условиях: потенциал поверхности полюсного наконечника равен φ; потенциал на поверхности гладкого магнитопровода и на оси паза равен нулю.

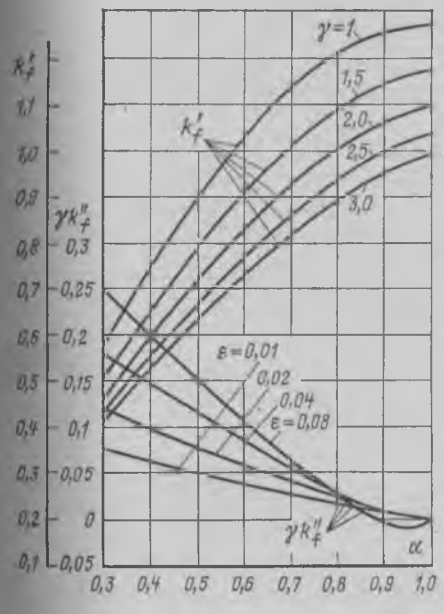


Рис. 26-2. Коэффициенты поля возбуждения, определяющие среднее значение индукции $\alpha_f = \alpha'_f + \alpha''_f = B_{ср}/B_m$ и ее основную гармоническую $k_f = k'_f + k''_f$.

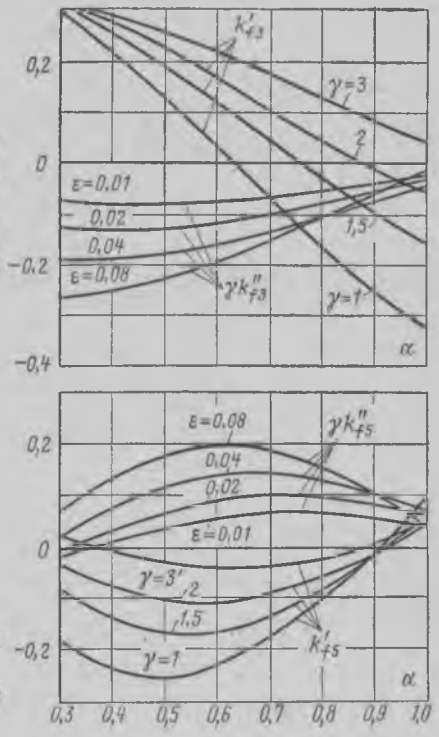


Рис. 26-3. Коэффициенты поля возбуждения, определяющие высшие гармонические индукции $k_{fv} = k'_{fv} + k''_{fv}$.

Форма кривой радиальной составляющей индукции на поверхности гладкого магнитопровода B зависит от соотношения размеров в области зазора и полюсного наконечника, а именно, относительной полюсной дуги $\alpha = b_p/\tau$; относительного зазора под краем полюса $\gamma = \delta_m/\delta$; относительного зазора на оси полюса $\varepsilon = \delta/\tau$.

Кривая индукции, приведенная на рис. 26-1, соответствует $\alpha = 0{,}55$; $\gamma = 2$ и $\varepsilon = 0{,}01$. Кривые индукции B, рассчитанные на ЭВМ при различных α, γ и ε, подвергаются гармоническому

анализу, и амплитуды отдельных гармоник выражаются в долях индукции B_m в виде коэффициентов гармонических поля возбуждения:

$$k_f = B_{1m}/B_m \text{ — для основной гармонической;} \quad (26\text{-}1)$$

$$k_{f\nu} = B_{\nu m}/B_m \text{ — для } \nu\text{-й высшей гармонической.} \quad (26\text{-}2)$$

При этом индукция $B_m = \mu_0 F_m/\delta$ понимается как индукция в равномерном зазоре δ под действием постоянной МДС F_m*.

Наиболее точные расчеты коэффициентов k_f и $k_{f\nu}$ были проведены И. И. Талаловым, их результаты для $\nu = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17$ даны в [38]. Здесь приводятся только кривые, необходимые для расчета коэффициента k_f для основной гармонической (рис. 26-2) и коэффициентов k_{f3}, k_{f5} — для третьей и пятой гармонических (рис. 26-3). С помощью этих рисунков определяются составляющие перечисленных коэффициентов k'_f и k''_f, k'_{f3} и k''_{f3}, k'_{f5} и k''_{f5} (заметим, что на рисунках даны $\gamma k''_f$, $\gamma k''_{f3}$, $\gamma k''_{f5}$). Сами коэффициенты получаются в результате суммирования составляющих при заданных α, γ и ε, $k_f = k'_f + k''_f$; $k_{f\nu} = k'_{f\nu} + k''_{f\nu}$.

Форма кривой индукции B отличается от формы кривой МДС и при правильно выбранных соотношениях размеров в области зазора может быть сделана близкой к синусоидальной. Кривую индукции можно разложить в гармонический ряд, записав уравнение для ν-й гармонической составляющей относительно оси обмотки

$$B(\alpha) = B_{\nu m} \cos \alpha_{0\nu}, \quad (26\text{-}3)$$

где $\alpha_{0\nu} = \nu\alpha_0 = \nu p\gamma_0$;

α_0, γ_0 — электрический и геометрический углы, определяющие положение точки относительно оси обмотки.

26-2. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ОБМОТКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Магнитодвижущая сила, образуемая распределенной обмоткой возбуждения, представляется в виде кривой ступенчатой формы (рис. 26-4), напоминающей кривую МДС фазы двухслойной обмотки. Для определения амплитуд гармонических составляющих МДС распределенной однослойной обмотки с током в пазу ($i\omega_к$) и числом обмотанных пазов на полюс q можно воспользоваться формулами (24-35), выведенными для фазы двухслойной обмотки, если взять обмотку без укорочения шага ($y_к = \tau$) ** и положить максимальный ток в катушке двухслойной обмотки ($\sqrt{2} I_a \omega_к$) равным половине тока в пазу обмотки возбуждения $i\omega_к$, т. е.

$$\sqrt{2}\, I_a \omega_к = i\omega_к/2.$$

* В данном случае скалярный магнитный потенциал $\varphi = F_m$.

** Распределенную обмотку возбуждения в отношении образования поля следует рассматривать как обмотку без укорочения шага, поскольку расстояние между соседними группами пазов с обмоткой равно полюсному делению τ.

Имея в виду, что при $y_к = \tau$ коэффициент $k_{y\nu} = 1$, из (24-35) получим для амплитуды ν-й гармонической МДС

$$F_\nu = \frac{2qk_{p\nu}}{\pi\nu}(i\omega_к) = \frac{4k_{p\nu}}{\pi\nu}(iw), \quad (26\text{-}4)$$

где $w = \omega_к q/2$ — число витков на полюс обмотки возбуждения;

$k_{p\nu} = \dfrac{\sin\frac{q\nu\gamma_Z}{2}}{q\sin\frac{\nu\gamma_Z}{2}}$ — коэффициент распределения для ν-й гармонической;

$\gamma_Z = t_Z\pi/\tau = \rho\pi/q$ — электрический угол между соседними обмотанными пазами;

t_Z — зубцовое деление;

$\rho = b/\tau$ — относительная длина обмотанной части полюса;

b — длина обмотанной части полюсного деления.

Коэффициент удельной проводимости зазора в этом случае можно на всем протяжении полюсного деления считать постоянным и равным

$$\lambda_0 = 1/\delta.$$

Поэтому кривая индукции $B = \mu_0 F\lambda_0$ повторяет по форме кривую МДС, а амплитуды гармонических индукций пропорциональны амплитудам гармонических МДС

$$B_\nu = \mu_0 F_\nu \lambda_0.$$

Уравнение для ν-й гармонической индукции, записанное относительно оси обмотки, не отличается от соответствующего уравнения в случае сосредоточенной обмотки (26-3).

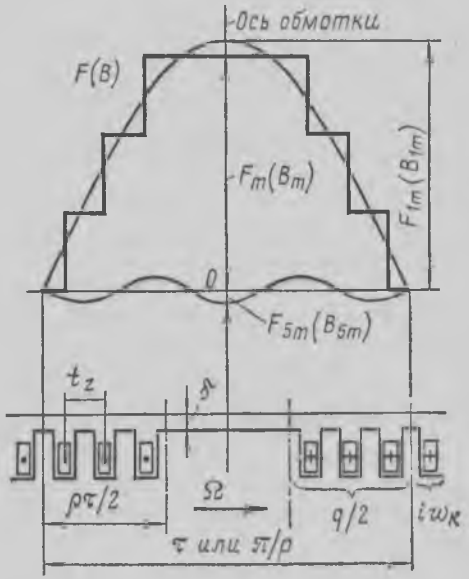


Рис. 26-4. Магнитное поле распределенной обмотки возбуждения ($q = 6$, $b/\tau = 2/3$).

26-3. ВРАЩАЮЩИЕСЯ ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПОЛЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ

При вращении ротора с угловой скоростью Ω *поле возбуждения ротора и его гармонические составляющие* (на рис. 26-5 показаны только первая и пятая гармонические) *вращаются с теми же угло-*

выми скоростями $\Omega_\nu = \Omega$. Поэтому в отличие от вращающегося поля, созданного многофазной обмоткой, *поле обмотки возбуждения при вращении не изменяет своей формы. Электрические угловые скорости от отдельных гармонических составляющих получаются неодинаковыми*

$$\omega_\nu = p_\nu \Omega_\nu = \nu p \Omega$$

и тем большими, чем выше порядок гармоники (сравните с полем, образованным многофазной обмоткой, где электрические скорости были одинаковыми, а угловые — различными).

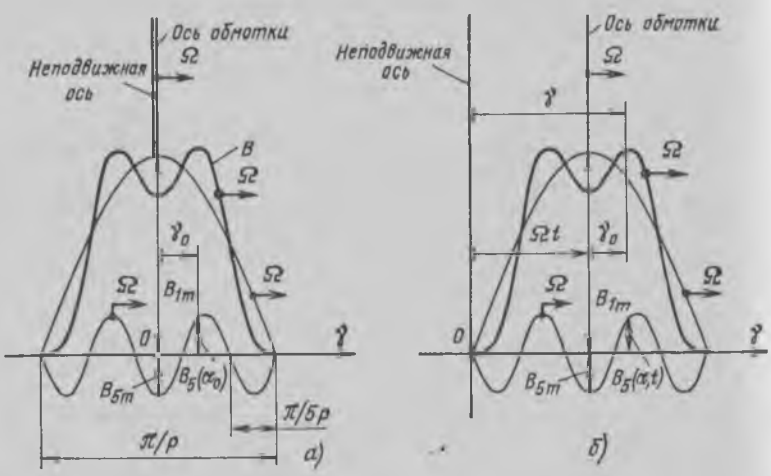


Рис. 26-5. Высшие гармонические магнитного поля обмотки возбуждения.
а — поле при $t = 0$; *б* — поле в произвольное мгновение t.

Уравнение вращающейся волны индукции поля возбуждения ν-го порядка, записанное относительно неподвижной оси, можно получить исходя из (26-3) для той же гармонической. Примем, что при $t = 0$ ось обмотки, вращающейся с угловой скоростью Ω, совпадает с неподвижной осью (см. рис. 26-5, *а*), тогда связь между угловыми координатами произвольной точки относительно оси обмотки γ_0 и относительно неподвижной оси γ в произвольное мгновение t определяется уравнением

$$\gamma = \gamma_0 + \Omega t.$$

Рассматривая это уравнение совместно с (26-3), получим уравнение вращающейся волны индукции ν-го порядка

$$B_\nu(\alpha,\ t) = B_{\nu m} \cos[\nu p \Omega t - \nu p \gamma] = B_{\nu m} \cos[\omega_\nu t - \nu\alpha]. \quad (26\text{-}5)$$

Это уравнение по форме записи совпадает с уравнением прямой вращающейся волны ν-го порядка, образованной многофазной обмоткой (25-10), (25-20).

Коэффициент при угле γ в этом уравнении равен числу периодов рассматриваемой гармоники $\nu p = p_\nu$.

Коэффициент при времени t равен электрической угловой скорости гармоники $\nu p\Omega = p_\nu\Omega = \omega_\nu$.

Отношение коэффициента при времени к коэффициенту при угле равно угловой скорости:

$$\frac{\nu p\Omega}{\nu p} = \Omega.$$

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ СЕДЬМАЯ

ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ПОЛЕЙ С ОБМОТКАМИ. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ, ИНДУКТИРУЕМЫЕ ВРАЩАЮЩИМИСЯ ПОЛЯМИ

27-1. ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

При протекании токов по обмоткам электрических машин образуются изменяющиеся во времени и пространстве поля. Как было показано в гл. 26, 27, поля взаимной индукции в зазоре, независимо от способа их образования, могут быть разложены в ряд Фурье и представлены в виде суммы вращающихся полей, имеющих различные амплитуды радиальной составляющей индукции $B_{\nu m}$, различное число периодов p_ν и перемещающихся с различными угловыми скоростями Ω_ν.

Важной задачей теории электрических машин является определение потокосцеплений, образованных вращающимися полями с фазой обмотки, и ЭДС, индуктируемых в фазе обмотки, при перемещении этих полей. Поскольку многофазные обмотки и вращающиеся обмотки возбуждения, образующие эти поля, всегда конструируются таким образом, что амплитуды высших гармоник индукции быстро убывают с ростом порядкового номера гармоники, поле обмотки с хорошим приближением представляется первым членом ($\nu = 1$) гармонического ряда. Волна индукции такого вращающегося поля с амплитудой B_{1m} показана, например, на рис. 25-9, 25-13, 26-1.

Относительно неподвижной оси отсчета индукция прямого вращающегося поля определяется по (25-18):

$$B(\alpha, t) = B_{1m}\cos(\omega t - \alpha) = B_{1m}\cos(p\Omega t - p\gamma). \qquad (27\text{-}1)$$

Электродвижущая сила, индуктированная в фазе обмотки вращающимся полем, может быть найдена как сумма ЭДС в ее простейших элементах — катушках. Поэтому сначала определим потокосцепление и ЭДС катушки обмотки.

27-2. ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ И ЭДС КАТУШКИ ОБМОТКИ

Рассмотрим катушку, смещенную по окружности на расстояние $x_к$ от начала отсчета 0. Ось этой катушки повернута на угол, $\gamma_к = x_к/R$ по отношению к неподвижной оси, где $R = \tau p/\pi$ — радиус окружности зазора (рис. 27-1). В общем случае окружной шаг катушки $y_к$ делается несколько меньшим, чем полюсное деление τ. Угол, охватываемый катушкой, или угловой шаг катушки вычисляется по формуле

$$\gamma_y = y_к/R.$$

Вращающаяся волна индукции, описываемая (27-1), перемещается относительно катушки с угловой скоростью Ω. В момент времени t ось вращающегося поля смещена относительно начальной неподвижной оси на угол Ωt и расположена, например так, как это показано на рисунке. Радиальная составляющая индукции B в любой точке окружности с угловой координатой γ относительно неподвижной оси определяется по (27-1) при данном t.

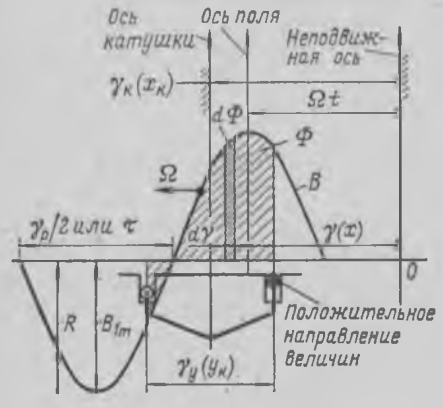


Рис. 27-1. К определению потокосцепления витка.

С витками катушки сцеплен магнитный поток Φ через участок цилиндрической поверхности S_y с радиусом R, с размером по дуге $y_к$ и с размером по образующей, равным расчетной длине магнитопровода l_δ (см. § 23-5):

$$\Phi = \int_{S_y} B_n \, dS = \int_{S_y} d\Phi.$$

Имея в виду, что на протяжении расчетной длины индукция по оси машины остается постоянной и что в цилиндрической системе координат нормальная составляющая на цилиндрической поверхности равна радиальной составляющей $B_n = B_R = B$, можно перейти от интегрирования по поверхности к интегрированию вдоль окружности, положение точки на которой определяется угловой координатой γ.

Элемент поверхности dS может быть выражен через элемент длины по окружности $dx = R\,d\gamma$ следующим образом:

$$dS = l_\delta \, dx = l_\delta R \, d\gamma.$$

Тогда элементарный поток выразится как

$$d\Phi = B l_\delta R \, d\gamma,$$

Интегрирование придется произвести на ширине катушки, т. е. от $\gamma'_к = \gamma_к - \gamma_y/2$ до $\gamma''_к = \gamma_к + \gamma_y/2$

$$\Phi_{(t-\text{const})} = \int_{S_y} d\Phi = \int_{\gamma'_к}^{\gamma''_к} Bl_\delta R\, d\gamma = B_{1m} l_\delta R \int_{\gamma'_к}^{\gamma''_к} \cos(\omega t - p\gamma)\, d\gamma =$$

$$= \frac{B_{1m} l_\delta R}{p} \sin(p\gamma - \omega t) \Big|_{\gamma'_к}^{\gamma''_к}.$$

После подстановки пределов интегрирования и тригонометрических преобразований (разложения синусов суммы и разности углов, а именно

$$\sin\left[(\alpha_к - \omega t) + \frac{\alpha_y}{2}\right] \text{ и } \sin\left[(\alpha_к - \omega t) - \frac{\alpha_y}{2}\right],$$

получим:

$$\Phi = \Phi_{ym} \cos(\omega t - \alpha_к) = k_y \Phi_m \cos(\omega t - \alpha_к), \qquad (27\text{-}2)$$

где $\Phi_{ym} = k_y \Phi_m$ — максимальный поток, который может быть сцеплен с данной катушкой, имеющей шаг $y_к$;

$\Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta B_{1m}$ — максимальный поток, сцепляющийся с катушкой, которая не имеет укорочения шага, т. е. при $y_к = \tau$;

$k_y = \sin\frac{\alpha_y}{2} = \sin\frac{y_к \pi}{\tau \cdot 2}$ — коэффициент укорочения шага катушки (для основной гармонической поля);

$\alpha_y = p\gamma_y = y_к \pi/\tau$ — электрический угол, охватываемый катушкой;

$\alpha_к = p\gamma_к = x_к \pi/\tau$ — электрический угол, характеризующий положение оси катушки относительно начальной оси (начала отсчета).

Из (27-2) видно, что поток, сцепленный с витками катушки, изменяется с круговой частотой $\omega = p\Omega$, равной электрической угловой скорости волны. Частота изменения потока

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\Omega p}{2\pi}.$$

Соответственно временной период изменения потока

$$T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\Omega p} = \frac{\gamma_p}{\Omega}.$$

Из (27-2) видно (см. также рис. 27-2), что поток, сцепленный с витком, проходит через положительный максимум $\Phi = \Phi_{ym}$ при $\omega t - \alpha_к = 0$, т. е. в момент времени

$$t = \frac{\alpha_к}{\omega} = \frac{p\gamma_к}{p\Omega} = \frac{\gamma_к}{\Omega},$$

когда ось поля совпадает с осью катушки

$$\Omega t = \Omega\left(\frac{\gamma_к}{\Omega}\right) = \gamma_к.$$

При этом запаздывание потока зависит от электрического угла $\alpha_к = p\gamma_к$, характеризующего положение катушки относительно начала отсчета.

Максимальный поток катушки равен заштрихованной площади на рис. 27-2, *а*.

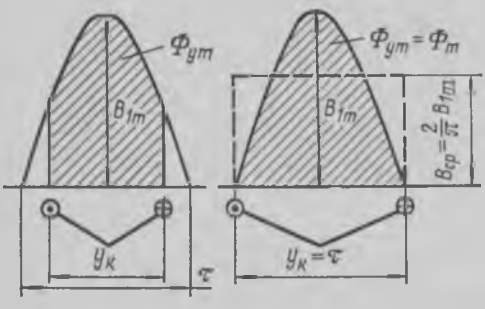


Рис. 27-2. Влияние укорочения шага на максимальный поток, сцепленный с катушкой.

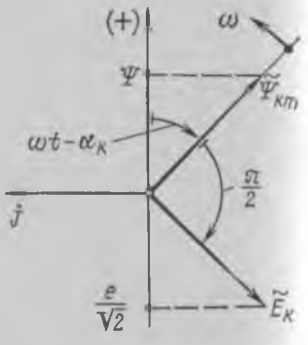


Рис. 27-3. Векторная диаграмма потокосцепления и ЭДС катушки.

Потокосцепление вращающегося поля с катушкой находится путем умножения потока (27-2) на число витков в катушке $w_к$

$$\Psi = w_к\Phi = \Psi_{км}\cos(\omega t - \alpha_к), \qquad (27\text{-}3)$$

где $\Psi_{км} = w_к k_y \Phi_m = w_к \Phi_{ym}$ — максимальное потокосцепление с катушкой.

Электродвижущая сила катушки

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = \omega\Psi_{км}\sin(\omega t - \alpha_k) = \sqrt{2}\,E_к\sin(\omega t - \alpha_к). \qquad (27\text{-}4)$$

Действующее значение ЭДС катушки

$$E_к = \frac{\omega}{\sqrt{2}}\Psi_{км} = \frac{\omega}{\sqrt{2}}w_к k_y \Phi_m. \qquad (27\text{-}5)$$

И потокосцепление, и ЭДС могут быть изображены на временной векторной диаграмме (рис. 27-3) в виде комплексных функций $\dot{\Psi}_{км}$ и $\dot{E}_к$, проекции которых на действительную ось временной комплексной плоскости, совмещенную с осью времени, равны соответствующим мгновенным величинам:

$$\left.\begin{aligned}\Psi &= \mathrm{Re}\left(\dot{\Psi}_к\right) = \mathrm{Re}\left[\Psi_{км}e^{j(\omega t-\alpha_к)}\right];\\ e &= \mathrm{Re}\left(\sqrt{2}\,\dot{E}_к\right) = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,E_к e^{j(\omega t-\alpha_к-\pi/2)}\right].\end{aligned}\right\} \qquad (27\text{-}6)$$

На рис. 27-3 положение комплексов соответствует магнитному полю на рис. 27-1. В этом положении потокосцепление $\Psi > 0$, так как поток направлен по оси катушки; ЭДС $e < 0$, что означает несовпадение ее направления с положительным направлением в катушке, согласованным с направлением ее оси по правилу правого винта.

Электродвижущая сила катушки

$$\tilde{E}_к = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}\tilde{\Psi}_{кm}. \qquad (27\text{-}7)$$

27-3. ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ И ЭДС КАТУШЕЧНОЙ ГРУППЫ

На каждом полюсном делении двухслойной обмотки имеется q катушек данной фазы (на рис. 27-4 $q = 3$).

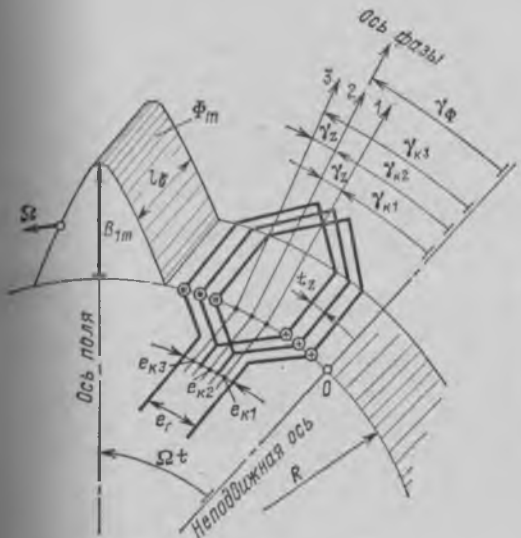


Рис. 27-4. Индуктирование ЭДС в группе катушек.

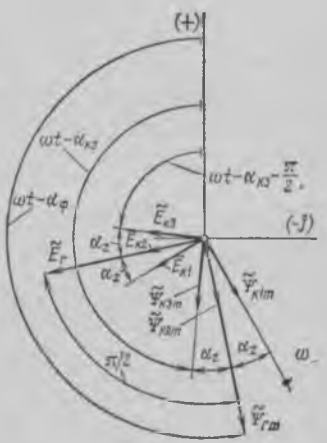


Рис. 27-5. Векторная диаграмма потокосцеплений и ЭДС катушечной группы.

Временна́я диаграмма потокосцеплений и ЭДС катушек группы по рис. 27-4, построенная с помощью (27-3), (27-4) или (27-6), показана на рис. 27-5. В связи с тем, что катушки группы смещены на электрический угол

$$\alpha_z = p\gamma_z = \frac{t_z}{\tau}\pi = \alpha_{к2} - \alpha_{к1} = \alpha_{к3} - \alpha_{к2} = \ldots,$$

комплексные функции потокосцеплений и ЭДС смещены на такие же углы.

Явления в катушке $k + 1$ (например, во второй) запаздывают по отношению к явлениям в катушке k (например, в первой) на

время, необходимое для перемещения волны индукции на угол γ_z, т. е. на время

$$t = \frac{\gamma_z}{\Omega} = \frac{p\gamma_z}{p\Omega} = \frac{\alpha_z}{\omega}.$$

Это запаздывание должно учитываться при суммировании потокосцеплений (ЭДС) катушек в пределах группы.

Комплексные функции потокосцепления и ЭДС группы $\tilde{\Psi}_г$ и $\tilde{E}_г$ определяются суммой комплексных функций потокосцеплений и ЭДС катушек $\tilde{\Psi}_{к1}$, $\tilde{\Psi}_{к2}$, $\tilde{\Psi}_{к3}$ ($\tilde{E}_{к1}$, $\tilde{E}_{к2}$, $\tilde{E}_{к3}$). Возвращаясь к § 24-5, (24-29) и рис. 24-10, 24-11, можно вспомнить, что задача суммирования нескольких одинаковых по модулю комплексов $\Psi_{к1m} = \Psi_{к2m} = \Psi_{к3m} = \Psi_{кm}$ или $E_{к1} = E_{к2} = E_{к3} = E_к$, смещенных на одинаковые углы α_z, уже была решена при определении МДС обмотки. Поэтому потокосцепление и ЭДС катушечной группы

$$\Psi_{гm} = q\Psi_{кm}k_р = qw_к k_y k_р \Phi_m; \quad E_г = qE_к k_р. \tag{27-8}$$

Комплексная функция потокосцепления группы совпадает по направлению с осью симметрии комплексных функций катушек и, как видно из сопоставления рис. 27-5 и 27-4, повернута относительно действительной оси комплексной плоскости на угол $(\omega t - \alpha_ф)$, где $\alpha_ф = p\gamma_ф$ — электрический угол оси катушечной группы или оси фазы. Заметим, что ось катушечной группы (ось фазы) является осью симметрии катушечной группы. Угол, определяющий положение этой оси, вычисляется как среднее арифметическое углов катушек группы

$$\gamma_ф = \frac{\gamma_{к1} + \gamma_{к2} + \ldots + \gamma_{кq}}{q} = \frac{\alpha_{к1} + \alpha_{к2} + \ldots + \alpha_{кq}}{pq} = \frac{\alpha_ф}{p}. \tag{27-9}$$

Электродвижущая сила катушечной группы отстает от потокосцепления группы на угол $\pi/2$ и может быть записана в виде

$$\tilde{E}_г = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}\tilde{\Psi}_{гm}. \tag{27-10}$$

27-4. ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ И ЭДС ФАЗЫ ОБМОТКИ

Фаза обмотки образуется из последовательно-параллельно включенных катушечных групп (см. § 22-3). В фазе двухслойной обмотки содержится $2p$ одинаковых катушечных групп (по одной группе на каждом полюсном делении). На рис. 27-6 в качестве примера показаны катушечные группы фазы A четырехполюсной трехфазной обмотки ($2p = 4$), полная схема которой изображена на рис. 22-5. Соседние катушечные группы фазы смещены относительно друг друга на одно полюсное деление τ или на угловой полупериод

$$\gamma_p/2 = 2\pi/2p = \pi/p,$$

т. е. на электрический угол

$$\frac{\alpha_p}{2} = p\frac{\gamma_p}{2} = \pi.$$

Поэтому потокосцепления и ЭДС обратных катушечных групп фазы $\tilde{\Psi}_{гXm}$, $\tilde{E}_{гX}$ находятся в противофазе с потокосцеплениями и ЭДС прямых катушечных групп $\tilde{\Psi}_{гAm}$, $\tilde{E}_{гA}$. Если фаза обмотки состоит из a одинаковых параллельных ветвей, то в каждую параллельную ветвь включается $2p/a$ катушечных групп, причем прямые

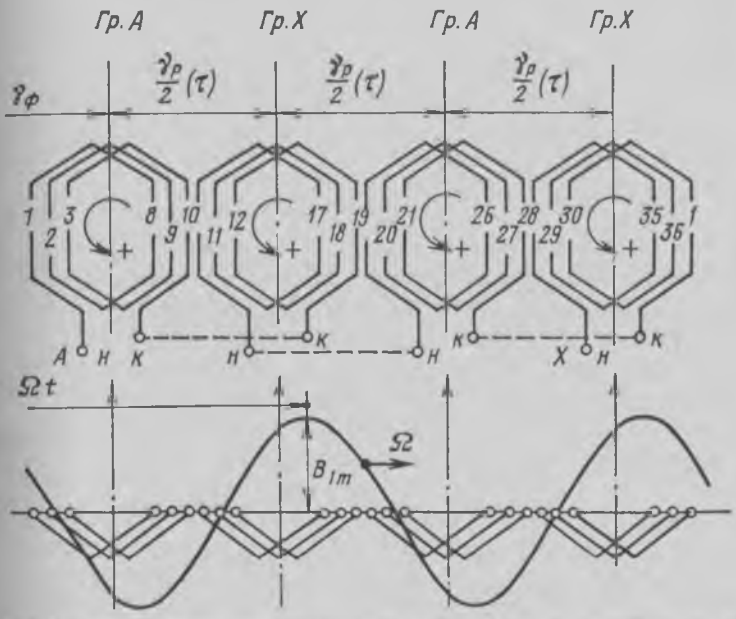


Рис. 27-6. Индуктирование вращающимся полем ЭДС в катушечных группах фазы.

катушечные группы включаются согласно с выбранным положительным направлением для фазы (концом к концу фазы), а обратные — встречно (началом к концу фазы). Именно таким образом включены в параллельные ветви катушечные группы на рис. 22-5, 22-6. При этом положительное направление обхода параллельной ветви (от ее конца X к ее началу A) совпадает с положительным направлением обхода катушечной группы (от ее конца «$к$» к ее началу «$н$») во всех прямых согласно включенных группах (A) и оказывается противоположным положительному направлению обхода во всех обратных катушечных группах (X).

При таком включении групп достигается арифметическое суммирование их потокосцеплений и ЭДС в пределах параллельной ветви и одинаковость потокосцеплений и ЭДС всех параллельных ветвей (рис. 27-7).

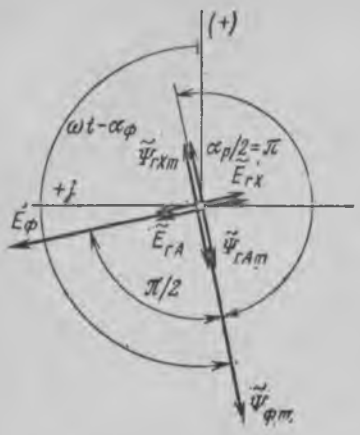


Рис. 27-7. Временная диаграмма потокосцеплений и ЭДС фазы двухслойной обмотки.

Потокосцепление и ЭДС фазы равны соответственно потокосцеплению и ЭДС параллельной ветви

$$\tilde{\Psi}_{\phi m} = \frac{p\tilde{\Psi}_{\Gamma Am} - p\tilde{\Psi}_{\Gamma Xm}}{a} = \frac{2p}{a}\tilde{\Psi}_{\Gamma Am}; \qquad (27\text{-}11)$$

$$\tilde{E}_{\phi} = \frac{p\tilde{E}_{\Gamma A} - p\tilde{E}_{\Gamma X}}{a} = \frac{2p}{a}\tilde{E}_{\Gamma A}. \qquad (27\text{-}12)$$

Электродвижущая сила фазы может быть непосредственно выражена через потокосцепление фазы

$$\tilde{E}_{\phi} = \frac{2p}{a}\tilde{E}_{\Gamma A} = -j\frac{2p\omega}{a\sqrt{2}}\tilde{\Psi}_{\Gamma Am} = -j\frac{\omega}{\sqrt{2}}\tilde{\Psi}_{\phi m}. \qquad (27\text{-}13)$$

Потокосцепление фазы (см. рис. 27-6, 27-7) совпадает по направлению с потокосцеплением основной группы обмотки, ось которой принимается за ось фазы и располагается под углом $\alpha_{\phi} = p\gamma_{\phi}$ к началу отсчета.

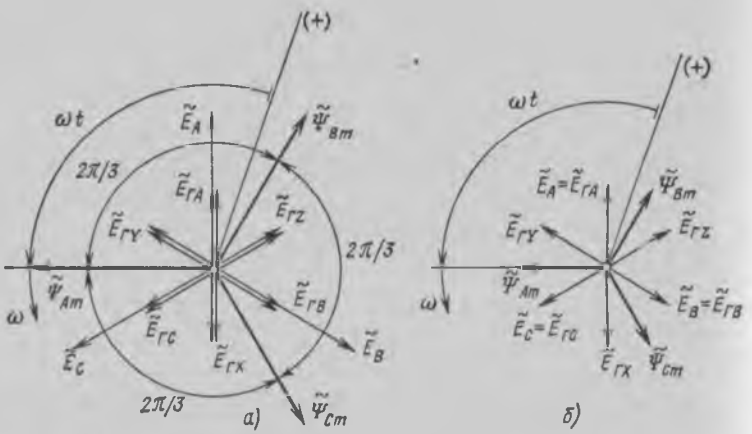


Рис. 27-8. Векторные диаграммы потокосцеплений и ЭДС фаз и катушечных групп трехфазной обмотки.

а — число параллельных ветвей фазы $a = 2$; *б* — число параллельных ветвей фазы $a = 4$.

Электродвижущая сила фазы отстает на угол $\pi/2$ от потокосцепления фазы (рис. 27-7, 27-8).

Модуль потокосцепления или ЭДС фазы в $2p/a$ раз превышает модуль потокосцепления или ЭДС катушечной группы. Векторные

диаграммы рис. 27-7, 27-8 построены для фазы A, состоящей из катушечных групп по рис. 27-7. На рис. 27-7 число параллельных ветвей $a = 1$, $2p/a = 4$ (см. пунктирные соединения на рис. 27-6 и 22-5), на рис. 27-8, a число параллельных ветвей $a = 2$, $2p/a = 2$; на рис. 27-8, *б* $a = 4$, $2p/a = 1$ (см. рис. 22-6, *б*).

Амплитуда потокосцепления фазы (27-8), (27-11)

$$\Psi_{\phi m} = \frac{2p}{a} \Psi_{vm} = wk_0\Phi_m, \qquad (27\text{-}14)$$

где $w = 2pw_k q/a$ — число последовательных витков фазы;
$k_0 = k_y k_p$ — обмоточный коэффициент фазы (для основной гармонической поля);
Φ_m — амплитуда магнитного потока на полупериоде.

Действующее значение ЭДС фазы (27-13)

$$E_\phi = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Psi_{\phi m} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fwk_0\Phi_m. \qquad (27\text{-}15)$$

27-5. ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ И ЭДС МНОГОФАЗНОЙ ОБМОТКИ. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ДИАГРАММА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ И ЭДС

Все фазы симметричной многофазной обмотки имеют одинаковую структуру. При этом соседние фазы, например фазы A и B, положение осей которых в пространстве относительно неподвижной оси характеризуется углами γ_A и γ_B, оказываются смещенными по отношению друг к другу на угол (рис. 22-6)

$$\gamma_{BA} = \gamma_B - \gamma_A = \frac{2\pi}{mp} = \frac{\gamma_p}{m}$$

или на электрический угол

$$\alpha_{BA} = \alpha_B - \alpha_A = p\gamma_{BA} = \frac{2\pi}{m}.$$

Поэтому модули потокосцеплений $\tilde{\Psi}_{Am}$, $\tilde{\Psi}_{Bm}$, $\tilde{\Psi}_{Cm}$ и ЭДС $\tilde{E}_A$, $\tilde{E}_B$, $\tilde{E}_C$ фаз получаются одинаковыми (рис. 27-8):

$$\Psi_{Am} = \Psi_{Bm} = \Psi_{Cm} = \Psi_m;$$
$$E_A = E_B = E_C = E.$$

Если рассматривается прямое вращающееся поле, т. е. поле, перемещающееся от фазы A к фазе B и затем к фазе C, то потокосцепления и ЭДС многофазной обмотки образуют на комплексной плоскости симметричную m-лучевую звезду, угол между соседними лучами которой равен $2\pi/m$ (в случае трехфазной обмотки $2\pi/3$, рис. 27-8).

Примем ось фазы A совпадающей с начальной неподвижной осью, $\alpha_A = p\gamma_A = 0$. Тогда мгновенные значения потокосцеплений

выражаются в виде

$$\Psi_A = \Psi_{Am}\cos(\omega t - \alpha_A) = \Psi_{Am}\cos\omega t;$$
$$\Psi_B = \Psi_{Bm}\cos(\omega t - \alpha_{BA}) = \Psi_{Bm}\cos(\omega t - 2\pi/3);$$
$$\Psi_C = \Psi_{Cm}\cos(\omega t - \alpha_{CA}) = \Psi_{Cm}\cos(\omega t - 4\pi/3).$$

В комплексной форме

$$\Psi_A = \mathrm{Re}\left[\tilde{\Psi}_{Am}\right] = \mathrm{Re}\left[\Psi_{Am}e^{j\omega t}\right];$$
$$\Psi_B = \mathrm{Re}\left[\tilde{\Psi}_{Bm}\right] = \mathrm{Re}\left[\tilde{\Psi}_{Am}e^{-j2\pi/3}\right];$$
$$\Psi_C = \mathrm{Re}\left[\tilde{\Psi}_{Cm}\right] = \mathrm{Re}\left[\tilde{\Psi}_{Am}e^{-j4\pi/3}\right].$$

Аналогичным образом выражаются мгновенные значения ЭДС фаз

$$e_A = \sqrt{2}\,E_A\cos(\omega t - \pi/2);$$
$$e_B = \sqrt{2}\,E_B\cos(\omega t - \pi/2 - \alpha_{BA}) = \sqrt{2}\,E_B\cos(\omega t - \pi/2 - 2\pi/3)$$

или в виде реальной части соответствующих комплексных функций

$$e_A = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\tilde{E}_A\right] = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,E_A e^{j(\omega t - \pi/2)}\right];$$
$$e_B = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\tilde{E}_B\right] = \mathrm{Re}\left[\sqrt{2}\,\tilde{E}_A e^{-j2\pi/3}\right].$$

По аналогии с тем, как это было сделано для фазных токов (см. § 25-3, рис. 25-6), *потокосцепления (ЭДС) фаз могут быть изображены на пространственной комплексной плоскости одноперио-дной модели в виде общих для всех фаз комплексных функций.*

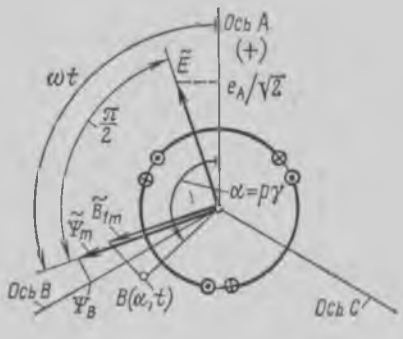


Рис. 27-9. Изображение индукции вращающегося поля, потокосцеплений и ЭДС фаз на пространственной комплексной плоскости одноперио-дной модели.

Применительно к трехфазной обмотке, потокосцепления и ЭДС которой изображены на временно́й комплексной плоскости (рис. 27-8, *а*), комплексные функции потокосцепления $\tilde{\Psi}_m = \Psi_m e^{j\omega t}$ и ЭДС $\tilde{E} = E_\Phi e^{j(\omega t - \pi/2)}$, соответствующие тем же фазным величинам, показаны на пространственной комплексной плоскости модели рис. 27-9. Обмотки фазы представлены в одноперио-дной модели условно в виде одной катушки с указанным на ее сечении положительным направлением. Оси фаз проведены через середины катушечных групп, представленных одной катушкой. Мгновенные значения потокосцеплений (или мгновенные значения ЭДС фаз, уменьшенные в $\sqrt{2}$ раз) определяются как проекции комплексной функции $\tilde{\Psi}_m = \tilde{\Psi}_{Am}$ или $\tilde{E} = \tilde{E}_A$ на ось соответствующей фазы.

Поскольку потокосцепление $\tilde{\Psi}_m$ или ЭДС $\tilde{E}$ по отношению к оси данной фазы на рис. 27-9 расположены совершенно так же,

как потокосцепление (ЭДС) этой фазы по отношению к действительной оси временной комплексной плоскости, мгновенные значения величин при обоих способах изображения получаются одинаковыми.

На пространственной комплексной плоскости рис. 27-9 показана также комплексная функция

$$\bar{B}_{1m} = \dot{B}_{1m} e^{j\omega t},$$

изображающая индукцию рассматриваемого [см. (27-1)] вращающегося поля. Сделано это так же, как на рис. 25-10 (напомним, что ось фазы A принята совпадающей с начальной неподвижной осью).

Из рис. 27-9 и соответствующих уравнений видно, что комплексные функции индукции вращающегося поля и потокосцепления, образованного этим полем, совпадают по направлению. Это связано с тем, что потокосцепление фазы проходит через максимум в то мгновение, когда на оси фазы наблюдается максимальная индукция (см. выше).

27-6. ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ И ЭДС, ОБРАЗОВАННЫЕ ВЫСШИМИ ГАРМОНИЧЕСКИМИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ ВРАЩАЮЩИХСЯ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Как было пояснено в гл. 25, 26, вращающееся поле кроме основной (первой) гармонической индукции может содержать в той или иной мере выраженные высшие гармонические.

Вращающееся поле, содержащее высшие гармонические, называется несинусоидальным вращающимся полем. Потокосцепления и ЭДС, образованные высшими гармоническими составляющими, могут быть рассчитаны по формулам, выведенным для первой гармонической, если ввести в эти формулы соответствующие параметры для высших гармонических (амплитуду индукции $B_{\nu m}$, полюсное деление τ_ν, угловую скорость волны индукции Ω_ν).

Из (27-14) следует, что ν-я гармоническая вращающегося поля образует с фазой обмотки потокосцепление (имеется в виду амплитудное значение)

$$\Psi_{\phi\nu m} = w k_{0\nu} \Phi_{\nu m}, \qquad (27\text{-}16)$$

где $k_{0\nu} = k_{y\nu} k_{p\nu}$ — обмоточный коэффициент фазы для ν-й гармонической;

$k_{y\nu}$ — обмоточный коэффициент укорочения для ν-й гармонической (24-27);

$k_{p\nu}$ — обмоточный коэффициент распределения для ν-й гармонической (24-32, 24-33);

$\Phi_{\nu m} = \frac{2}{\pi} \tau_\nu l_\delta B_{\nu m}$ — магнитный поток ν-й гармонической магнитного поля на полупериоде (27-2).

Из (27-15) следует, что действующая ЭДС фазы, индуктированная ν-й гармонической магнитного поля, равна:

$$E_{\phi\nu} = \frac{\omega_\nu}{\sqrt{2}} \Phi_{\phi\nu m} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_\nu w k_{0\nu} \Phi_{\nu m} = 2\sqrt{2} f_\nu w k_{0\nu} \left(\frac{\tau}{\nu}\right) l_\delta B_{\nu m}, \quad (27\text{-}17)$$

где $\omega_\nu = \Omega_\nu p_\nu = \Omega_\nu p\nu$ — электрическая угловая скорость гармоники, равная круговой частоте индуктированной ЭДС;

$f_\nu = \omega_\nu / 2\pi$ — частота индуктированной ЭДС.

Электродвижущие силы, индуктированные высшими гармоническими поля, накладываются на ЭДС, индуктированную основной (первой) гармонической, и оказывают влияние на результирующую ЭДС фазы и в конечном счете на рабочие свойства электрической машины. В зависимости от способа образования несинусоидального вращающегося поля влияние его высших гармонических на индуктированную ЭДС проявляется различным образом. Рассмотрим это влияние для двух наиболее типичных несинусоидальных вращающихся полей: магнитного поля, образованного многофазной обмоткой (гл. 25), и магнитного поля, образованного вращающейся обмоткой возбуждения (гл. 26).

1. Для несинусоидального магнитного поля, образованного многофазной обмоткой, характерно постоянное изменение формы, связанное с тем, что его вращающиеся гармонические составляющие перемещаются с различными угловыми скоростями (см. § 25-6, рис. 25-13):

$$\Omega_\nu = \frac{\omega}{p_\nu} = \frac{\omega}{p\nu}.$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота токов, питающих многофазную обмотку.

Нетрудно убедиться в том [см. (27-17)], что все вращающиеся гармонические составляющие этого поля индуктируют в обмотке ЭДС одной и той же частоты ω, совпадающей с частотой тока в обмотке

$$\omega_\nu = 2\pi f_\nu = \Omega_\nu p\nu = \omega = 2\pi f.$$

Более подробный анализ показывает, что ЭДС от высших гармонических поля совпадают по фазе с ЭДС от основной гармонической поля и складываются с последней арифметически. Искажения формы ЭДС за счет влияния высших гармонических поля не происходит: результирующая ЭДС получается синусоидальной.

Влияние ν-й гармонической на действующее значение ЭДС зависит от отношения

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_\phi} = \frac{k_{0\nu} B_{\nu m}}{\nu k_0 B_{1m}} = \frac{k_{0\nu} \Phi_{\nu m}}{k_0 \Phi_m}$$

и даже при сосредоточенной обмотке ($q = 1$) без укорочения шага ($y_к = \tau$), когда $k_{0\nu} = k_0 = 1$, оказывается в ν раз более слабым,

чем влияние ν-й гармоники индукции (с амплитудой $B_{\nu m}$) на основную гармонику индукции (с амплитудой B_{1m}).

Правда, суммарная ЭДС от всех высших гармонических

$$E_{\sigma д} = \sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu} = 2\sqrt{2} f w \tau l_\delta \sum_{\nu \neq 1} \frac{k_{0\delta} B_{\nu m}}{\nu}$$

может быть довольно значительна, особенно при отсутствии укорочения шага и при небольших значениях q.

В практически выполненных машинах отношение

$$\frac{E_{\sigma д}}{E_\phi} = \frac{\sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu}}{E_\phi} = \sum_{\nu \neq 1} \frac{k_{0\nu} B_{\nu m}}{\nu k_0 B_{1m}}$$

может лежать в пределах 0,005—0,05 (меньшие значения относятся к обмоткам с укороченным шагом $y_к \approx 0{,}83\tau$ и большим числом пазов на полюс и фазу, $q \gg 1$, для которых отношение $\frac{k_{0\nu}}{\nu k_0} \ll 1$; см. гл. 24).

В силу того что процесс преобразования энергии в электрической машине связан главным образом с основной гармонической магнитного поля, поля высших гармонических принято относить к полям рассеяния и называть их полями дифференциального или разностного рассеяния, поскольку сумму этих полей можно рассматривать как разность между результирующим полем многофазной обмотки и полем основной гармонической.

Суммарная ЭДС, индуктированная полями высших гармонических, $E_{\sigma д} = \sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu}$, называется ЭДС дифференциального рассеяния и рассматривается отдельно от ЭДС, индуктированной первой гармонической E_ϕ (см. § 28-7).

2. Для несинусоидального магнитного поля, образованного вращающейся обмоткой возбуждения, характерно сохранение формы кривой индукции при перемещении поля (см. § 26-3, рис. 26-5).

В связи с этим все его гармонические составляющие вращаются с одной и той же угловой скоростью, равной угловой скорости обмотки возбуждения

$$\Omega_\nu = \Omega.$$

Частота ЭДС, индуктированных гармоническими составляющими поля, пропорциональна порядку этих составляющих [см. (27-17)]

$$\omega_\nu = 2\pi f_\nu = \Omega_\nu p\nu = \Omega p\nu = \omega\nu = 2\pi f\nu,$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота ЭДС, индуктированной первой гармонической поля.

Таким образом, ЭДС, индуктированная ν-й пространственной гармонической поля, представляет собой ν-ю временную гармони-

ческую кривой изменения ЭДС во времени. Роль отдельных гармонических составляющих ЭДС зависит от отношения

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_{\phi}} = \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{k_{o}B_{1m}}, \qquad (27\text{-}18)$$

при вычислении которого учтено, что $f_\nu = \nu f$.

Чем больше эти отношения для отдельных гармонических составляющих, тем в большей мере несинусоидальна результирующая кривая ЭДС. Вместе с тем процессы преобразования энергии как в электрических машинах, так и в трансформаторах при промежуточных изменениях уровня напряжения протекают наиболее экономично (с наименьшими потерями) при синусоидальной форме напряжений (ЭДС) и токов. Одной из причин увеличения потерь при несинусоидальной форме напряжения является появление уравнительных токов, вызванных высшими гармоническими ЭДС при совместной работе нескольких электрических машин, обмотки которых соединены параллельно.

При проектировании электрических машин всегда стремятся получить возможно более синусоидальное напряжение в их обмотках. Для оценки возможного отклонения от синусоидальной формы напряжения в ГОСТ 183-74 «Машины электрические. Общие технические требования» введено понятие коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения (или тока), определяемого в виде выраженного в процентах отношения корня квадратного из суммы квадратов амплитуд (или действующих значений) высших гармонических составляющих данной периодической кривой к амплитуде (или действующему значению) ее основной гармонической:

$$k = \frac{\sqrt{\sum_{\nu \neq 1} E_{\nu m}^2}}{E_{1m}} 100\%.$$

Для того чтобы уменьшить несинусоидальность напряжения, в первую очередь стремятся сделать возможно более синусоидальной форму кривой индукции поля возбуждения (каким образом это делается в случаях сосредоточенной и распределенной обмоток возбуждения было разъяснено в гл. 26). Но, несмотря на принятые меры, коэффициент искажения синусоидальности кривой поля возбуждения может превышать требуемые значения, и если форма кривой ЭДС во времени будет повторять форму кривой индукции в пространстве, электрическая машина не будет удовлетворять требованиям ГОСТ. Однако такое повторение формы кривой индукции в кривой ЭДС (ср. рис. 27-10, *а* и *б*) наблюдается только в фазе сосредоточенной обмотки, имеющей по одной катушке в группе ($q = 1$) и выполненной без укорочения шага ($y_к = \tau$). В этом случае $k_э = k_{o\nu} = 1$ и, как следует из (27-18), относительные значения высших гармонических ЭДС по отношению к первой совпадают

с относительными значениями высших гармонических индукции в кривой поля:

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_{\phi}} = \frac{B_{\nu m}}{B_{1m}}.$$

При соединении фаз трехфазной обмотки в звезду в линейном напряжении исчезают гармонические ЭДС, порядок которых кратен

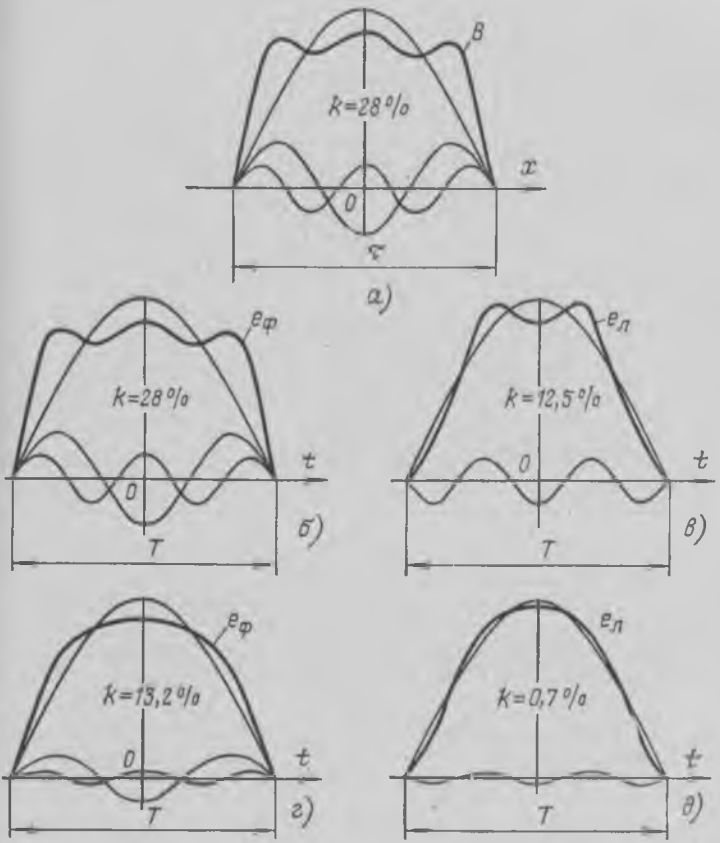


Рис. 27-10. Влияние исполнения трехфазной обмотки на форму кривой фазной и линейной ЭДС.

а — форма кривой индукции поля возбуждения; *б* — фазная ЭДС при $y_к = \tau$, $q = 1$; *в* — линейная ЭДС при $y_к = \tau$ и $q = 1$; *г* — фазная ЭДС при $y_к = 0{,}83\ \tau$, $q = 2$; *д* — линейная ЭДС при $y_к = 0.83\ \tau$, $q = 2$.

трем, т. е. $\nu = 3k = 3, 9, 15$ и т. д., где $k = 1, 3, 5 \ldots$ Происходит это потому (см. часть 1), что гармонические ЭДС такого порядка во всех фазах получаются одинаковыми ($e_{A\nu} = e_{B\nu} = e_{C\nu}$) и в линейных ЭДС, вычисляемых как разность фазных ЭДС, взаимно уничтожаются:

$$e_{AB\nu} = e_{A\nu} - e_{B\nu} = 0.$$

Если трехфазная обмотка соединена в треугольник, то гармонические порядка, кратного трем, в линейном напряжении также исчезают (см. часть 1). Это связано с тем, что в контуре треугольника ЭДС такого порядка суммируются арифметически, образуя уравнительный ток

$$\dot{I}_{\nu} = \frac{3\dot{E}_{A\nu}}{3Z_{\phi}},$$

при этом высшие гармонические линейного напряжения соответствующего порядка обращаются в нуль:

$$\dot{U}_{A\nu} = \dot{E}_{A\nu} - Z_{\phi}\dot{I}_{\nu} = 0.$$

Таким образом, форма кривой линейного напряжения трехфазной (многофазной) обмотки оказывается улучшенной по сравнению с формой кривой индукции (рис. 27-10, *в*) даже в случае наименее совершенного исполнения обмотки ($y_к = \tau$, $q = 1$). Дальнейшее улучшение формы кривой как фазного, так и линейного напряжения трехфазных обмоток достигается за счет применения распределенных обмоток ($q > 1$) с укороченным шагом ($y_к \approx 0{,}83\tau$). Для таких обмоток для всех высших гармонических, кроме зубцовых (см. гл. 24, рис. 24-9, 24-12),

$$\frac{k_{o\nu}}{k_o} = \frac{k_{y\nu}k_{p\nu}}{k_y k_p} < 1$$

и, следовательно,

$$\frac{E_{\phi\nu}}{E_{\phi}} = \frac{k_{o\nu}B_{\nu m}}{k_o B_{1m}} < \frac{B_{\nu m}}{B_{1m}},$$

что означает уменьшение искажения синусоидальности формы ЭДС по сравнению с формой кривой индукции (см. рис. 27-10, *г* и *д*). Как видно из рис. 27-10, *г* и *д*, при $y_к \approx 0{,}83\tau$ и $q \geqslant 2$ удается получить практически синусоидальную форму кривой ЭДС даже при существенно несинусоидальной форме кривой индукции поля возбуждения.

Следует заметить, что в таких обмотках действующее значение фазной или линейной ЭДС практически не отличается от действующего значения первой гармонической ЭДС

$$E_{\phi\Sigma} = \sqrt{E_{\phi}^2 + E_{\phi 3}^2 + E_{\phi 5}^2 + E_{\phi 7}^2 + \ldots} \approx E_{\phi}.$$

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВОСЬМАЯ

ИНДУКТИВНОСТИ МНОГОФАЗНЫХ ОБМОТОК

28-1. ГЛАВНОЕ ПОЛЕ И ПОЛЕ РАССЕЯНИЯ

Рассмотрим магнитное поле в электрической машине с двумя многофазными обмотками, одна из которых расположена на статоре, другая — на роторе.

Считая относительную магнитную проницаемость магнитопроводов статора и ротора бесконечно большой ($\mu_r = \infty$), можно представить магнитное поле такой машины в установившемся режиме в виде суммы двух полей: главного поля и поля рассеяния.

Главным называют магнитное поле, соответствующее основной гармонической распределения радиальной составляющей индукции в зазоре. Это поле играет главную роль в процессе преобразования энергии. При $\mu_r = \infty$ главное поле можно мыслить состоящим из двух взаимно неподвижных полей: главного поля статора, образованного токами в обмотке статора, и главного поля ротора, образованного токами в обмотке ротора. Разумеется, распределение индукции каждого из этих полей в зазоре содержит только основную гармоническую. В свою очередь главное поле статора (ротора) можно представить как сумму главных полей, образованных отдельными фазами обмотки статора (ротора).

Магнитным полем рассеяния называют поле, образованное такими системами токов в обмотках статора и ротора, которые не создают главного поля. Иными словами, поле рассеяния образуется в том случае, если основные гармонические индукции полей статора и ротора взаимно скомпенсированы.

Полное потокосцепление многофазной обмотки может быть представлено в виде суммы главного потокосцепления и потокосцепления рассеяния.

Главное потокосцепление обмотки обусловлено созданным ею главным полем, замыкающимся через зазор и сцепленным с обеими обмотками машины. Потокосцепление рассеяния обусловлено той частью магнитного поля рассеяния, которая сцеплена с данной обмоткой.

28-2. ГЛАВНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ ФАЗЫ

Главная индуктивность фазы определяется главным потокосцеплением, образованным током в этой фазе. Найдем главную индуктивность фазы A первичной (статорной) обмотки. Предположим, что по обмотке фазы протекает в положительном направлении амплитудный ток $i_A = \sqrt{2} I_A$ (см. рис. 28-1, на котором фаза A условно представлена одной катушкой). Основная гармоническая МДС фазы с амплитудой (24-28)

$$F_{\phi 1 m} = \frac{2\sqrt{2} I_A w_1 k_{o1}}{\pi p}$$

образует в зазоре косинусоидально распределенное магнитное поле взаимной индукции, индукция которого на оси фазы равна (25-18):

$$B_{1m} = \mu_0 F_{\phi 1 m} \lambda_0 = \frac{2\sqrt{2} I_A w_1 k_{o1} \mu_0}{\pi p \delta k_\delta}.$$

Основная гармоническая МДС фазы и нормальная составляющая индукции магнитного поля в зазоре показаны на рис. 28-1, *а*, кар-

тина линий магнитного поля фазы — на рис. 28-1, *б*. Имея в виду, что ось магнитного поля совпадает с осью фазы, можно определить его потокосцепление с фазой (27-2), (27-13), (27-14):

$$\Psi_{AAm} = w_1 k_{o1} \Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta w_1 k_{o1} B_{1m}.$$

Это потокосцепление пропорционально числу линий поля взаимной индукции, пересекающих поверхность, опирающуюся на контур катушки AX, которая условно изображает состоящую из многих катушек фазу A.

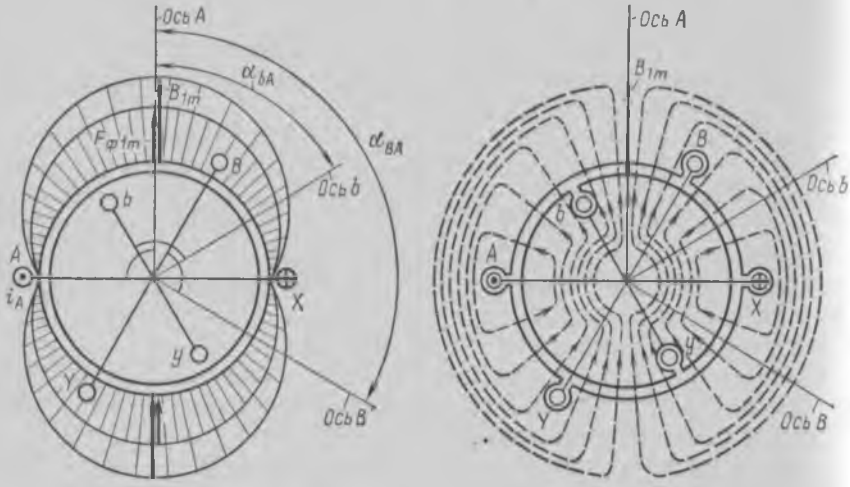


Рис. 28-1. Главное магнитное поле фазы A в однопериодной модели машины.
а — распределение нормальной составляющей индукции поля фазы A; *б* — картина магнитного поля фазы A.

Главную индуктивность фазы найдем, исходя из общего определения

$$L_{AA} = \frac{\Psi_{AAm}}{i_A} = \frac{4\mu_0}{p\pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}. \qquad (28\text{-}1)$$

Из формулы видно, что главная индуктивность фазы зависит от геометрических размеров области зазора (l_δ, τ, δ, k_δ), магнитных свойств среды зазора (μ_0) и обмоточных данных первичной обмотки (p, w, k_{o1}). В рассматриваемом здесь случае равномерного зазора она не зависит от взаимного расположения ротора и статора.

28-3. ГЛАВНАЯ ВЗАИМНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ МЕЖДУ ФАЗАМИ ОБМОТКИ

Главная взаимная индуктивность между фазами зависит от электрического угла между осями рассматриваемых фаз данной обмотки. Для определения главной взаимной индуктивности между

фазами A и B многофазной обмотки, электрический угол между осями которых равен $\alpha_{BA} = p\gamma_{BA}$, необходимо найти потокосцепление главного магнитного поля фазы A, показанного на рис. 28-1, *а* и *б*, с фазой B. В § 27-2 было показано, что потокосцепление вращающегося поля с фазой пропорционально косинусу электрического угла между осью поля и осью фазы [в (27-13) и на рис. 27-7 этот угол равен $\omega t - \alpha_\phi$]. Поэтому потокосцепление поля фазы A (при токе $i_A = \sqrt{2} I_A$) с фазой B равно:

$$\Psi_{BAm} = \Psi_{AAm} \cos \alpha_{BA}.$$

Главная взаимная индуктивность между фазами A и B в соответствии с определением равна:

$$L_{BA} = \frac{\Psi_{BAm}}{i_A} = \frac{\Psi_{AAm}}{i_A} \cos \alpha_{BA} = L_{AA} \cos \alpha_{BA}. \qquad (28\text{-}2)$$

Для трехфазной обмотки, представленной на рис. 28-1, углы $\alpha_{BA} = 2\pi/3$, $\alpha_{CA} = 4\pi/3$. При таких углах $\cos \alpha_{BA} = \cos \alpha_{CA} = -1/2$ и главные взаимные индуктивности между фазами получаются отрицательными:

$$L_{BA} = L_{CA} = -L_{AA}/2.$$

Из рис. 28-1, *б* видно, что плоскость катушки фазы B пересекается в 2 раза меньшим числом линий поля, чем плоскость катушки фазы A. Если при этом плоскость катушки фазы A пересекается линиями поля в положительном направлении (в направлении оси фазы A), то плоскость катушки фазы B пересекается линиями поля в отрицательном направлении (в направлении, противоположном оси фазы B). Этими особенностями потокосцепления определяется взаимная индуктивность и ее знак.

28-4. ГЛАВНАЯ ВЗАИМНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ МЕЖДУ ФАЗОЙ ПЕРВИЧНОЙ И ФАЗОЙ ВТОРИЧНОЙ ОБМОТОК

Так же как и предыдущая, эта взаимная индуктивность зависит от косинуса электрического угла между осями рассматриваемых фаз первичной и вторичной обмоток. Кроме того, при определении потокосцепления поля фазы A первичной обмотки (фазы первичной обмотки обозначаются большими буквами латинского алфавита в индексе), например, с фазой b вторичной обмотки (фазы вторичной обмотки обозначаются малыми буквами латинского алфавита в индексе) необходимо учесть, что фаза вторичной обмотки имеет иное число витков w_2 и иной обмоточный коэффициент k_{o2}.

Если электрический угол между осями фаз A и b (см. рис. 28-1) равен в данное мгновение α_{bA}, то потокосцепление с фазой b равно:

$$\Psi_{bAm} = w_2 k_{o2} \Phi_m \cos \alpha_{bA} = \Psi_{aA_0} \cos \alpha_{bA}.$$

Соответственно главная взаимная индуктивность между фазами A и b

$$L_{bA} = \frac{\Psi_{bAm}}{i_A} = L_m \cos \alpha_{bA}, \qquad (28\text{-}3)$$

где

$$L_m = \frac{4\mu_0}{p\pi^2} (w_1 k_{o1} w_2 k_{o2}) \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}$$

— максимальная взаимная индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмотки (например, фазами A и a, когда оси этих фаз совпадают, и электрический угол между ними α_{bA} равен 0).

Из (28-3) видно, что при вращении ротора с угловой скоростью Ω угол $\alpha_{bA} = \Omega pt$ линейно возрастает, а взаимная индуктивность L_{bA} изменяется гармонически. В показанном на рис. 28-1, *б* расположении фазы b взаимная индуктивность положительна, поскольку линии поля пересекают плоскость катушки by в положительном направлении (в направлении ее оси).

28-5. ГЛАВНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ ОБМОТКИ

Кроме индуктивностей и взаимных индуктивностей, рассмотренных выше, которые рассчитываются на основании общего определения для этих понятий, в теории электрических машин оказывается удобным ввести понятие индуктивностей, рассчитываемых с учетом влияния всех фаз обмотки.

Под главной индуктивностью обмотки понимается индуктивность фазы обмотки (например, фазы A), определяемая как отношение максимального потокосцепления, образованного всеми фазами первичной обмотки с фазой A, к амплитуде тока фазы A*. Для трехфазной обмотки

$$L_{11} = \frac{\tilde{\Psi}_{Am}}{\sqrt{2}\,\tilde{I}_A} = \frac{\tilde{\Psi}_{AAm} + \tilde{\Psi}_{ABm} + \tilde{\Psi}_{ACm}}{\sqrt{2}\,\tilde{I}_A}.$$

Выразив потокосцепления через токи, главные индуктивности и взаимные индуктивности

$$\tilde{\Psi}_{AAm} = \sqrt{2}\,\tilde{I}_A L_{AA}; \quad \tilde{\Psi}_{ABm} = \sqrt{2}\,\tilde{I}_B L_{AB}; \quad \tilde{\Psi}_{ACm} = \sqrt{2}\,\tilde{I}_C L_{AC},$$

вспомнив (28-2), что $L_{AB} = L_{AC} = -L_{AA}/2$ и учитывая, что для симметричных систем токов прямой или обратной последовательности

$$\tilde{I}_B + \tilde{I}_C = -\tilde{I}_A,$$

---

* Эта индуктивность получается одинаковой для симметричных систем токов прямой и обратной последовательностей и имеет иное значение для токов нулевой последовательности.

увидим, что главная индуктивность обмотки выражается через главную индуктивность фазы:

$$L_{11} = \frac{3}{2} L_{AA} = \frac{6\mu_0}{p\pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}.$$

В общем случае для m_1-фазной обмотки главная индуктивность обмотки равна:

$$L_{11} = \frac{m_1}{2} L_{AA} = \frac{2m_1\mu_0}{p\pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}. \qquad (28\text{-}4)$$

Главную индуктивность обмотки можно найти и иным путем, определив максимальное потокосцепление основной гармонической вращающегося поля, образованного всеми фазами обмотки с одной из фаз обмотки. Амплитуда основной гармонической МДС первичной m_1-фазной обмотки, образующей магнитное поле, рассчитывается по (25-9):

$$F_{1(1)m} = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{I_A w_1 k_{o1}}{p};$$

амплитуда индукции — по (24-17):

$$B_{1(1)m} = \frac{\mu_0 F_{1m}}{\delta k_\delta};$$

максимальное потокосцепление вращающегося поля с фазой рассчитывается по вышеприведенным формулам:

$$\Psi_{Am} = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta w_1 k_{o1} B_{1(1)m};$$

главная индуктивность первичной обмотки

$$L_{11} = \frac{\Psi_{Am}}{\sqrt{2}\, I_A}.$$

Результат, естественно, получится таким же, как в (28-4).

28-6. ГЛАВНАЯ ВЗАИМНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ МЕЖДУ ФАЗОЙ ПЕРВИЧНОЙ ОБМОТКИ И ВТОРИЧНОЙ ОБМОТКОЙ

Главная взаимная индуктивность между фазами разных обмоток также рассчитывается по максимальному потокосцеплению с фазой первичной обмотки, которое образовано всеми фазами вторичной обмотки (или, иными словами, вращающимся полем вторичной обмотки). Она равна отношению указанного потокосцепления к амплитуде тока во вторичной обмотке. Максимальное потокосцепление с фазой A (при совпадении оси этой фазы с фазой a) получается при амплитудном значении тока в фазе a, когда ось вращающегося поля совпадает с осью фазы A.

Амплитуда основной гармонической МДС вторичной m_2-фазной обмотки, образующей вращающееся поле по (25-9),

$$F_{1(2)m} = \frac{m_2 \sqrt{2}}{\pi} \frac{I_a w_2 k_{o2}}{p};$$

амплитуда основной гармонической индукции

$$B_{1\,(2)\,m} = \frac{\mu_0 F_{1\,(2)\,m}}{\delta k_\delta};$$

максимальное потокосцепление вращающегося поля с фазой A первичной обмотки

$$\Psi_{Am} = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta w_1 k_{o1} B_{1\,(2)\,m},$$

главная взаимная индуктивность между фазой первичной обмотки и вторичной обмоткой

$$L_{12m} = \frac{\Psi_{Am}}{\sqrt{2}\, I_a} = \frac{2 m_2 \mu_0}{p\pi^2} (w_1 k_{o1} w_2 k_{o2}) \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}. \qquad (28\text{-}5)$$

Нетрудно видеть, что этот параметр связан с максимальной взаимной индуктивностью между фазой первичной и фазой вторичной обмотки простой формулой

$$L_{12m} = \frac{m_2}{2} L_m,$$

аналогичной (28-4).

Следует отметить, что главная взаимная индуктивность между фазой вторичной обмотки и первичной обмоткой вычисляется по формуле

$$L_{21m} = m_1 L_m / 2$$

и при $m_1 \neq m_2$ отличается от взаимной индуктивности между фазой первичной обмотки и вторичной обмоткой L_{12m}.

28-7. ИНДУКТИВНОСТЬ РАССЕЯНИЯ ОБМОТКИ

В соответствии с данным в § 28-2 определением поля рассеяния такое поле образуется, если основные гармонические магнитных полей в зазоре от токов в первичной и во вторичной обмотке будут взаимно уравновешены:

$$B_{1\,(1)\,m} = B_{1\,(2)\,m}.$$

Если считать для упрощения рассуждений, что первичная и вторичная обмотки взаимно неподвижны, оси фаз A и a совпадают (см. рис. 28-2), а зазор равномерен, то основная гармоническая магнитного поля в зазоре исчезнет при равных и взаимно уравновешенных амплитудах основных гармонических МДС обмоток, т. е. при условии

$$F_{1\,(1)\,m} = \frac{m_1 \sqrt{2}}{\pi} \frac{I_A w_1 k_{o1}}{p} = -F_{1\,(2)\,m} = -\frac{m_2 \sqrt{2} I_a w_2 k_{o2}}{\pi p}.$$

Это условие выполняется при токах в фазах вторичной обмотки, определенным образом связанных с токами в фазах первичной обмотки

$$I_a = -\frac{m_1 w_1 k_{o1}}{m_2 w_2 k_{o2}} I_A.$$

Токи в других фазах первичной (или вторичной) обмотки вместе с током в фазе A (или a) образуют симметричную систему токов прямой или обратной последовательности.

Максимальное потокосцепление поля рассеяния с фазой A первичной обмотки $\Psi_{\sigma m}$ наблюдается при амплитудном токе в этой фазе $i_A = \sqrt{2}\, I_A$, причем ток в фазе a вторичной обмотки должен быть равен:

$$i_a = -i_A \frac{m_1 w_1 k_{o1}}{m_2 w_2 k_{o2}} = -\sqrt{2}\, I_a.$$

Именно такими токами в фазах A и a и соответствующими токами в других фазах первичной и вторичной обмоток образовано магнитное поле, показанное на рис. 28-2. Расчет поля рассеяния при заданной системе токов производится методами теории электромагнитного поля (гл. 23).

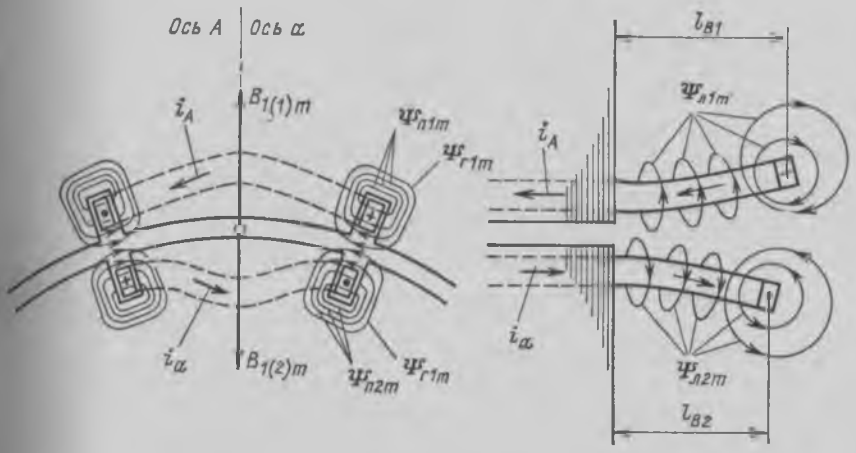


Рис. 28-2. Магнитное поле рассеяния многофазных обмоток на статоре и на роторе.

Затем рассчитывается потокосцепление поля рассеяния с фазой A обмотки в отдельных областях ($\Psi_{п1m}$, $\Psi_{т1m}$, $\Psi_{л1m}$, $\Psi_{д1m}$), суммарное потокосцепление рассеяния с фазой

$$\Psi_{\sigma 1m} = \Psi_{п1m} + \Psi_{т1m} + \Psi_{л1m} + \Psi_{д1m}$$

и индуктивность рассеяния фазы

$$L_{\sigma 1} = \Psi_{\sigma 1m} / \sqrt{2}\, I_A, \qquad (28\text{-}6)$$

которая, таким образом, определяется с учетом влияния других фаз первичной и вторичной обмоток. Аналогично рассчитывается индуктивность рассеяния вторичной обмотки

$$L_{\sigma 2} = \frac{\Psi_{\sigma 2m}}{\sqrt{2}\, I_a} = \frac{\Psi_{п2m} + \Psi_{т2m} + \Psi_{л2m} + \Psi_{д2m}}{\sqrt{2}\, I_a}.$$

Линии поля, образующие потокосцепление пазового рассеяния $\Psi_{п1m}(\Psi_{п2m})$, рассеяния по головкам зубцов $\Psi_{г1m}(\Psi_{г2m})$ и лобового рассеяния $\Psi_{л1m}(\Psi_{л2m})$, показаны на рис. 28-2 (см. также гл. 23). Кроме того, должно учитываться потокосцепление рассеяния, называемое дифференциальным, образуемое высшими гармоническими МДС обмоток.

Первичная и вторичная обмотки всегда имеют различные обмоточные данные (число фаз, число пазов на полюс и фазу). Обмоточные коэффициенты для высших гармонических МДС первичной и вторичной обмоток одного и того же порядка получаются различными, кроме того, эти высшие гармонические вращаются с различными угловыми скоростями. Поэтому при токах в первичной и вторичной обмотках, основные гармонические МДС которых взаимно уравновешены, высшие гармонические МДС взаимно не уравновешиваются.

Электродвижущая сила $E_{\sigma д}$, индуктированная высшими гармоническими МДС обмотки, рассматривалась в § 27-6. Потокосцепление дифференциального рассеяния первичной обмотки выражается через ЭДС дифференциального рассеяния

$$\Psi_{\sigma дm} = \frac{\sqrt{2}\,E_{\sigma д}}{2\pi f} = \frac{\sqrt{2}\sum_{\nu \neq 1} E_{\phi\nu}}{2\pi f} = \frac{2}{\pi}\omega_1 \tau l_\delta \sum \frac{k_{\sigma 1\nu} B_{\nu(1)m}}{\nu},$$

где $B_{\nu m} = F_{\nu(1)m}\mu_0/\delta k_\delta$.

Опуская подробный вывод, приведем здесь лишь формулу для индуктивного сопротивления рассеяния фазы первичной обмотки, вытекающую из (28-6),

$$L_{\sigma 1} = 2\mu_0 \omega_1^2 \frac{l_\delta}{pq_1}\lambda_{\sigma 1}, \qquad (28\text{-}7)$$

где $\lambda_{\sigma 1} = \lambda_{п1} + \lambda_{г1} + \lambda_{л1} + \lambda_{д1}$ — коэффициент проводимости для потокосцепления рассеяния (безразмерные величины).

Коэффициенты проводимости имеют смысл удельных магнитных проводимостей для соответствующих полей рассеяния, отнесенных к единице расчетной длины катушечной стороны обмотки. Чем больше тот или иной коэффициент проводимости, тем больше соответствующая индуктивность рассеяния обмотки. Коэффициенты проводимости зависят от соотношения размеров, определяющих то или иное поле рассеяния. С целью облегчения расчетов формулы для вычисления этих коэффициентов выводятся при определенных допущениях в отношении конфигурации поля рассеяния, кроме того, магнитная проницаемость ферромагнитных частей машины считается бесконечно большой.

Коэффициенты проводимости для трехфазных двухслойных обмоток могут быть в первом приближении рассчитаны по следующим формулам:

а) коэффициент проводимости пазового рассеяния (для паза прямоугольной формы по рис. 23-4)

$$\lambda_{п1} = \left(\frac{h_ш}{b_ш} + \frac{h_0}{3b_п}\right)\frac{3\beta + 1}{4},$$

где h_0 — высота зоны, занятой проводниками обмотки в пазу (радиальный размер зоны);

$h_ш$ — расстояние от проводников обмотки до зазора;

$b_п$ — ширина паза;

$\beta = y_к/\tau$ — относительное укорочение шага обмотки;

б) коэффициент проводимости рассеяния по головкам зубцов (см. рис. 23-4)

$$\lambda_{г1} = \left[1{,}1\left(\frac{\delta'}{b_ш}\right) - 0{,}35\left(\frac{\delta'}{b_ш}\right)^2 - 0{,}26\right]\left(\frac{3\beta+1}{4}\right),$$

где $\delta' = k_\delta\delta$ — расчетный зазор между сердечниками;

$b_ш$ — ширина открытия паза в сторону зазора;

в) коэффициент проводимости лобового рассеяния зависит от соотношения между длиной вылета лобовой части катушки и расчетной длиной (см. рис. 28-2)

$$\lambda_{л1} = 0{,}34\sqrt{\beta_{в1} + 0{,}1}\,\frac{\beta_1 \tau q_1}{l_\delta} \approx 0{,}3\frac{\beta_1 \tau q_1}{l_\delta},$$

где $\beta_{в1} = \frac{l_{в1}}{y_{к1}} = \frac{l_{в1}}{\beta_1\tau}$ — относительный вылет лобовой части;

$\beta_1 = \frac{y_{к1}}{\tau}$ — относительное укорочение шага обмотки;

г) коэффициент проводимости дифференциального рассеяния зависит от соотношения между зубцовым делением t_{Z1} (см. рис. 24-3, где зубцовое деление обозначено t_Z) и длиной зазора δ:

$$\lambda_{д1} = (0{,}7 \div 1{,}0)\,\frac{t_{Z1}}{12\delta k_\delta}.$$

Примечания: 1. Коэффициент 0,7—1,0 в формуле для $\lambda_{д1}$ зависит от ряда дополнительных факторов: укорочения шага обмотки, относительного открытия пазов ($b_ш/t_Z$ и $b_ш/\delta$), демпфирующего влияния токов, индуктированных во вторичной обмотке.

2. Расчет коэффициентов проводимости для вторичной трехфазной обмотки может быть произведен по тем же формулам после замены индекса 1 на индекс 2.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ДЕВЯТАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ

29-1. ВЫРАЖЕНИЕ ВРАЩАЮЩЕГО МОМЕНТА ЧЕРЕЗ ИЗМЕНЕНИЕ ЭНЕРГИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Рассмотрим асинхронную или синхронную машину переменного тока с равномерным зазором δ. Заменим зубчатые поверхности магнитопроводов гладкими и введем эквивалентный зазор $\delta_0 = k_\delta\delta$, где k_δ — коэффициент зазора, позволяющий учесть влияние зубчатости магнитопроводов на магнитную проводимость зазора (24-10). Предположим, что на статоре помещается симметричная многофазная обмотка с числом фаз $m_1 \geqslant 2$, а на роторе — либо симметричная многофазная обмотка с числом фаз $m_2 \geqslant 2$, либо однофазная об-

мотка возбуждения (в синхронной машине). Будем считать, что в обмотке статора имеется система токов прямой последовательности I_1, изменяющихся с угловой частотой ω_1, а в роторе — либо система токов прямой последовательности I_2 в многофазной обмотке, изменяющихся с угловой частотой ω_2, либо постоянный ток I_{2m} в однофазной обмотке возбуждения, для которого $\omega_2 = 0$.

Как было показано в § 21-2, однонаправленное преобразование энергии в такой машине может происходить только при выполнении определенного условия в отношении частот токов в обмотке статора

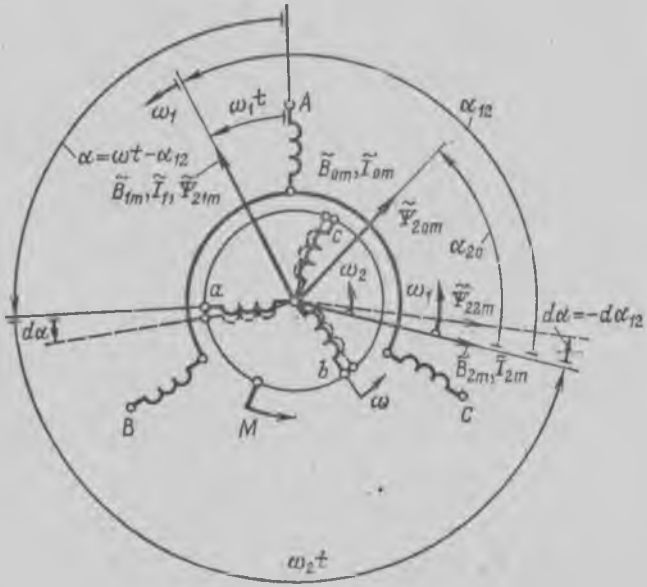


Рис. 29-1. Взаимное расположение основных гармонических МДС и потокосцеплений первичной и вторичной обмоток.

ω_1, в обмотке ротора ω_2 и частоты изменения взаимной индуктивности между обмотками ω, пропорциональной угловой скорости ротора $\omega = p\Omega$. Для получения однонаправленного преобразования энергии требуется, чтобы сумма или разность частот токов в обмотках (21-13) равнялась частоте изменения взаимной индуктивности между обмотками $\omega_1 \pm \omega_2 = \omega = p\Omega$. Если это условие выполнено (для определенности предположим, что $\omega < \omega_1$ и $\omega_2 = (\omega_1 - \omega)$, то, как нетрудно показать, основные гармонические МДС (или вращающихся полей), образованных симметричными системами токов в первичной и вторичной обмотках, вращаются по отношению к статору с одинаковыми угловыми скоростями $\Omega_1 = \omega_1/p$.

Обращаясь к одноперiодной модели машины (рис. 29-1), многофазные (трехфазные) обмотки которой питаются токами прямой последовательности, увидим, что основная гармоническая МДС

первичной обмотки

$$\tilde{F}_{1m} = \sqrt{2}\, m_1 \tilde{I}_1 k_{o1} w_1/(\pi p)$$

или основная гармоническая индукция поля первичной обмотки в зазоре

$$\tilde{B}_{1m} = \mu_0 \tilde{F}_{1m}/\delta_0 = \sqrt{2}\, m_1 \mu_0 \tilde{I}_1 k_{o1} w_1/(\delta_0 \pi p)$$

вращается с электрической угловой скоростью $\omega_1 = p\Omega_1$ (25-3) в положительном направлении (т. е. от фазы A к фазе B).

Основная гармоническая МДС вторичной обмотки

$$\tilde{F}_{2m} = \sqrt{2}\, m_2 \tilde{I}_2 k_{o2} w_2/(\pi p)$$

или основная гармоническая поля вторичной обмотки в зазоре

$$\tilde{B}_{2m} = \mu_0 \tilde{F}_{2m}/\delta_0 = \sqrt{2}\, m_2 \mu_0 \tilde{I}_2 k_{o2} w_1/(\delta_0 \pi p)$$

вращается по отношению к ротору с электрической угловой скоростью ω_2, равной угловой частоте тока в роторе, причем это вращение также происходит в положительном направлении от фазы a к фазе b (скорость МДС относительно ротора ω_2 на рис. 29-1 показана на фоне ротора). Для того чтобы найти угловую скорость МДС вторичной обмотки F_2 по отношению к статору (ω_2'), нужно учесть, что ротор вращается в модели с электрической угловой скоростью $\omega = \Omega p$ в положительном направлении, и добавить эту скорость к скорости перемещения МДС F_2 по отношению к ротору $\omega_2' = \omega_2 + \omega$ (скорость ω_2 показана на рис. 29-1 на фоне ротора).

Вспомнив, что в отношении частоты тока в роторе удовлетворяется сформулированное выше условие, получим:

$$\omega_2' = (\omega_1 - \omega) + \omega = \omega_1 = \Omega_1 p.$$

Таким образом, *однонаправленное преобразование энергии происходит только при условии вращения МДС ротора с той же электрической угловой скоростью* $\omega_1 = \Omega_1 p$ *в модели и с той же угловой скоростью* Ω_1 *в самой машине, с какой вращается МДС статора* (скорость $\omega_2' = \omega_1$ показана на рис. 29-1 на фоне статора).

Преобразуемая энергия и средний за период электромагнитный вращающий момент зависят, как будет показано ниже, от электрического угла α_{12} между осями взаимно неподвижных полей статора и ротора, который связан с углом γ_{12} между этими осями в самой машине известным соотношением $\alpha_{12} = p\gamma_{12}$. За положительное направление отсчета углов α_{12} (или γ_{12}) и вращающего момента, действующего на ротор, примем направление от оси поля ротора против часовой стрелки.

Поскольку угол α_{12} в установившемся режиме постоянен, вращающий момент в течение одного оборота также остается постоянным, и средний вращающий момент может быть определен по (18-6)

$$M = \partial W/\partial \gamma \quad (i_n = \text{const})$$

при произвольном взаимном расположении ротора и статора, показанном на рис. 29-1 (угол α между осями главных фаз ротора и статора произволен). Для определения момента нужно сначала найти энергию магнитного поля в зазоре в функции от B_{1m}, B_{2m} и α_{12}. Энергия магнитного поля в элементе объема dV зазора

$$dW = \frac{B_\delta^2}{2\mu_0} dV,$$

где $B_\delta = B_{0m} \cos(p\varphi)$ — индукция магнитного поля в элементе $dV = l_\delta \delta_0 R \, d\varphi$;

$B_{0m} = \sqrt{B_{1m}^2 + B_{2m}^2 + 2B_{1m}B_{2m} \cos \alpha_{12}}$ — амплитуда индукции результирующего поля в зазоре;

φ — угол, характеризующий положение элемента объема относительно результирующего поля;

R — средний радиус зазора.

Энергия магнитного поля в зазоре определяется интегрированием по объему зазора $V = 2\pi R l_\delta \delta_0$. Она равна:

$$W = \int_V \frac{b_\delta^2}{2\mu_0} dV = \int_0^{2\pi} \frac{B_{0m}^2}{2\mu_0} l_\delta \delta_0 R \cos^2(p\varphi) \, d\varphi =$$

$$= \frac{p\tau\delta_0 l_\delta}{2\mu_0} (B_{1m}^2 + B_{2m}^2 + 2B_{1m} B_{2m} \cos \alpha_{12}),$$

где $\tau = \pi R/p$ — полюсное деление.

Теперь нужно повернуть ротор на малый угол $\partial\gamma$, считая токи постоянными, и найти $dW/d\gamma$. Напомним, что угол γ (или соответствующий электрический угол $\alpha = \gamma\vec{p}$) представляет собой угол поворота ротора относительно статора, например угол между осью фазы A статора и осью фазы a ротора (этот угол отсчитывается от фазы A статора в положительном направлении, т. е. против часовой стрелки). Повернув ротор на малый угол $d\gamma = d\alpha/p$ в положительную сторону при фиксированных токах в фазах ($i_k = \text{const}$), можно заметить, что МДС и поле ротора переместятся вместе с ротором, а МДС и поле статора останутся неподвижными (рис. 29-1). При этом угол $\gamma_{12} = \alpha_{12}/p$ между МДС ротора и МДС статора уменьшится в той же мере, в какой угол γ возрастет (мы приняли, что угол γ_{12} отсчитывается от фазы ротора к фазе статора, т. е. в обратном направлении по сравнению с направлением отсчета углов γ или α). Таким образом, приращения углов γ и γ_{12} отличаются только знаком

$$d\gamma = \frac{d\alpha}{p} = -d\gamma_{12} = -\frac{d\alpha_{12}}{p}; \quad d\alpha = -d\alpha_{12},$$

что дает право найти производную следующим образом:

$$M = \frac{dW}{d\gamma} = -p\frac{dW}{d\alpha_{12}} = \frac{p^2\tau\delta_0 l_\delta B_{1m} B_{2m}}{\mu_0} \sin \alpha_{12} \qquad (29\text{-}1)$$

$$(B_{1m} = \text{const}; \quad B_{2m} = \text{const}).$$

Выражая индукции через токи и учитывая (28-3), получаем:

$$M = \frac{m_1 m_2 p}{2} I_1 I_2 L_m \sin \alpha_{12},$$

где L_m — максимальная взаимная индуктивность между фазами статора и ротора по (28-3).

Момент, действующий на ротор, положителен (т. е. направлен против часовой стрелки) при $0 < \alpha_{12} < \pi$ и отрицателен при $\pi < \alpha_{12} < 2\pi$ (или $0 > \alpha_{12} > -\pi$). Выражая индукцию B_2 через ток I_2 и заметив, что $\Psi_{21m} = 2B_{1m}\tau l_\delta w_2 k_{o2}/\pi$ — амплитуда потокосцепления поля обмотки статора с фазой обмотки ротора, можно выразить вращающий момент через ток и потокосцепление

$$M = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} I_2 \Psi_{21m} \sin \alpha_{12}. \qquad (29\text{-}2)$$

В комплексной форме вращающий момент определяется выражением

$$M = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\tilde{\Psi}_{21} \tilde{I}_2^*\right],$$

где $\tilde{I}_2^*$ — сопряженная комплексная функция вторичного тока.

Исходя из полученных выражений, нетрудно показать, что от взаимодействия тока обмотки I_2 с ее собственным полем или потокосцеплением Ψ_{22} вращающий момент не образуется. Действительно, этот момент по (29-2) равен нулю:

$$\frac{m_2 p}{\sqrt{2}} I_2 \Psi_{22m} \sin \alpha_{22} = 0,$$

где $\Psi_{22m} = 2B_{2m}\tau l_\delta w_2 k_{o2}/\pi$ — амплитуда потокосцепления собственного главного поля с витками обмотки ротора; $\alpha_{22} = 0$ — угол между потокосцеплением Ψ_{22m} и током I_2.

После этого замечания можно выразить вращающий момент через полное потокосцепление с данной обмотки Ψ_{20m}, т. е. потокосцепление, образованное как внешним полем (Ψ_{21m}), так и собственным полем Ψ_{22m}. Для этого нужно добавить к правой части (29-2) равный нулю момент, связанный с собственным потокосцеплением:

$$M = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\tilde{\Psi}_{21m} \tilde{I}_2^*\right] + \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\tilde{\Psi}_{22m} \tilde{I}_2^*\right] = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\left(\tilde{\Psi}_{21m} + \tilde{\Psi}_{22m}\right) \tilde{I}_2^*\right] =$$

$$= \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\tilde{\Psi}_{20m} \tilde{I}_2^*\right] = \frac{m_2 p}{\sqrt{2}} \Psi_{20m} I_2 \sin \alpha_{20}, \qquad (29\text{-}3)$$

где $\tilde{\Psi}_{20m} = \tilde{\Psi}_{22m} + \tilde{\Psi}_{21m}$ — максимальное значение полного потокосцепления главного поля с обмоткой ротора;

α_{20} — угол между током $\tilde{I}_2$ (или полем $\tilde{B}_2$ обмотки ротора) и полным потокосцеплением $\tilde{\Psi}_{20m}$ с этой обмоткой (см. рис. 29-1).

Совершенно такой же и противоположный по направлению момент действует на статор. Его можно рассчитать по (29-1) или (29-2), имея в виду, что момент, действующий на статор, считается положительным, если он направлен по часовой стрелке (т. е. против направления вращения). Вращающий момент, действующий на статор, может быть также выражен через статорные величины. Для этого нужно в (29-1) выразить индукцию B_1 через ток I_1 и вспомнить, что $\Psi_{12m} = 2B_{2m}\tau l_\delta \omega_1 k_{o1}/\pi$. Сделав это, получим:

$$M = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \Psi_{12m} I_1 \sin \alpha_{12} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\tilde{\Psi}^*_{12} \tilde{I}_1\right], \qquad (29\text{-}4)$$

где Ψ_{12m} — амплитуда потокосцепления поля обмотки ротора с фазой обмотки статора.

Учитывая, что вращающий момент от взаимодействия тока I_1 с собственным полем или потокосцеплением $\Psi_{11m} = 2B_{1m}\tau l_\delta \omega_1 k_{o1}/\pi$ равен нулю, т. е. $m_1 p I_1 \Psi_{11m} \sin 0 = 0$, нетрудно выразить вращающий момент, действующий на статор, через полное потокосцепление главного поля с фазой обмотки статора

$$M = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \Psi_{10m} I_1 \sin \alpha_{10} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \operatorname{Im}\left[\tilde{\Psi}^*_{10m} \tilde{I}_1\right], \qquad (29\text{-}5)$$

где $\tilde{\Psi}_{10m} = \tilde{\Psi}_{12m} + \tilde{\Psi}_{11m}$ — амплитуда полного потокосцепления главного поля с фазой обмотки статора;

α_{10} — угол между $\tilde{\Psi}_{10m}$ (совпадающим по фазе с $\tilde{\Psi}_{20m}$) и током $\tilde{I}_1$ (угол отсчитывается против часовой стрелки от потокосцепления к току).

Уравнения (29-4) и (29-5) в одинаковой мере пригодны как при многофазной, так и при однофазной обмотке на роторе, питаемой постоянным током, которая применяется в синхронных машинах.

Примечание. Уравнения (29-3), (29-5), в которых момент выражен через полные потокосцепления Ψ_{20m} или Ψ_{10m}, распространяются и на насыщенные машины с нелинейными магнитопроводами. Повторяя вывод для насыщенной машины в соответствии с примечаниями в § 18-1 и 18-2, можно убедиться в том, что для определения момента в этом случае достаточно подставить в (29-3) или (29-5) амплитуды первых гармонических потокосцепления, рассчитанные с учетом нелинейности магнитной цепи.

29-2. ВЫРАЖЕНИЕ ВРАЩАЮЩЕГО МОМЕНТА ЧЕРЕЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИЛЫ

Электромагнитный вращающий момент может быть найден не только исходя из закона сохранения энергии, как это было сделано в предыдущем параграфе, но и иным способом. Для определения электромагнитного момента можно было бы просуммировать моменты от электромагнитных сил, возникающих при взаимодействии вращающегося магнитного поля с элементами токов и элементами поверхности намагниченных магнитопроводов. При таком подходе к определению момента можно было бы получить более

детальное представление о распределении электромагнитных сил по объему активных частей, а также о потоках энергии, преобразуемой в машине, и их направлениях. Однако математическая реализация такого подхода встречает на своем пути непреодолимые трудности, и если требуется определить только главную часть электромагнитного момента, связанную с основными гармоническими МДС и индукции поля в зазоре, то можно воспользоваться понятием поверхностного тока, заменяющего токи в пазах магнитопровода.

а) Поверхностный ток и его разложение в ряд Фурье

Поверхностный ток образуется после замены зубчатого магнитопровода гладким и распределения тока каждого из пазов $i_{пk}$ по поверхности магнитопровода в виде тонкого слоя с линейной плотностью

$$A_{пk} = i_{пk}/b_п.$$

Эквивалентирование токов в пазах поверхностным током иллюстрируется рис. 29-2, на котором повторена обмотка и картина токов в пазах по рис. 25-8 при $i_A = \sqrt{2} I_a$; $i_B = i_C = -\sqrt{2} I_a/2$. Под разрезом пазового слоя зубчатого магнитопровода изображен эквивалентный гладкий магнитопровод. Зазор увеличен в k_δ раз, а токи вынесены из пазов и распределены в виде тонких слоев с плотностью $A_{пk}$ в зоне пазов.

Ток паза $i_{пk}$ представляет собой сумму переменных токов в проводниках, расположенных в k-м пазу. Например, ток паза *2* по рис. 29-2, содержащего прямые проводники фазы A и обратные фазы C, равен:

$$i_{п2} = i_A w_к - i_C w_к.$$

Для мгновения, показанного на рис. 29-2, когда

$$i_A = i_{Amax} = \sqrt{2} I_a, \quad i_B = i_C = -\frac{\sqrt{2}}{2} I_a,$$

ток второго паза

$$i_{п2} = \sqrt{2} I_a w_к + \frac{\sqrt{2}}{2} I_a w_к = \frac{3}{2} \sqrt{2} I_a w_к.$$

Ток $i_{пk}$ и соответствующая плотность поверхностного тока k-го паза $A_{пk} = i_{пk}/b_п$ считаются положительными, если ток направлен «на нас», т. е. по направлению оси Z. Поэтому, например, ток в пазу *9* в рассматриваемое мгновение отрицателен

$$i_{п9} = i_B w_к + i_B w_к = -\sqrt{2} I_a w_к.$$

В промежутках между пазами плотность поверхностного тока $A = 0$. Период кривой поверхностных токов получается таким же, как для токов в пазах; в окружности зазора укладывается p перио-

дов. С изменением токов в пазах вид кривой плотности поверхностных токов непрерывно изменяется. Выразив токи в пазах как функции времени и раскладывая пространственное распределение плотности поверхностных токов в ряд Фурье, можно найти основную гармоническую плотности поверхностных токов с числом периодов в окружности p и амплитудой A_{1m}, показанную на рис. 29-2.

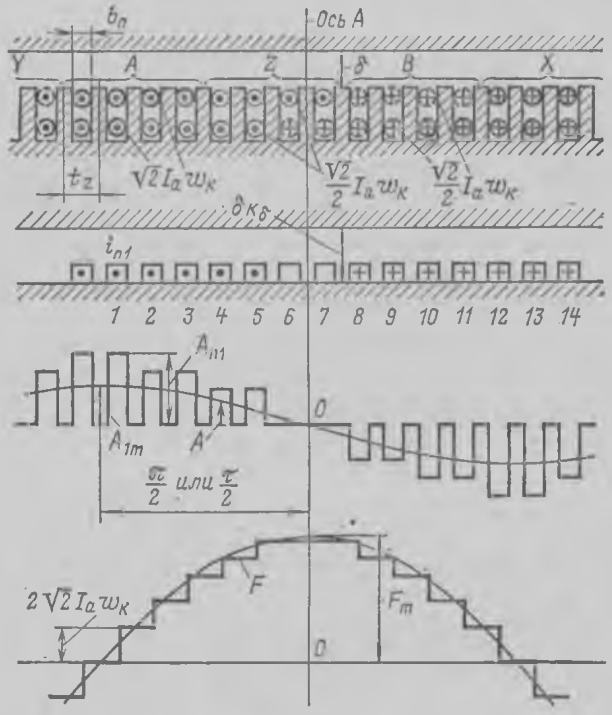


Рис. 29-2. Плотность поверхностного тока и МДС многофазной обмотки $\left(m=3,\ q=4,\ i_A=\sqrt{2}\,I_a;\ i_B=i_C=-\frac{\sqrt{2}}{2}I_a\right)$.

Однако такой путь определения основной гармонической поверхностного тока достаточно трудоемок. Значительно проще получить тот же результат, выразив плотность поверхностного тока через МДС или ее гармонические составляющие. Предварительно нужно найти тангенциальную составляющую напряженности магнитного поля в зазоре H_γ у поверхности гладкого цилиндрического магнитопровода, на которой распределен в виде бесконечного тонкого слоя толщиной $\Delta = 0$ поверхностный ток с линейной плотностью A (рис. 29-3). В полярной системе координат плотность тока A, так же как токи в пазах, направлена вдоль оси Z и $A = A_z$. Определим ток Δi элемента поверхности длиной $R\,\Delta\gamma$, $\Delta i = AR\Delta\gamma$. Охватим этот ток прямоугольным контуром *1*, *2*, *3*, *4*, имеющим р

диальный размер h и тангенциальный $R(\Delta\gamma)$. Применяя закон полного тока к циркуляции напряженности по контуру *1*, *2*, *3*, *4*, в котором $h \to 0$, и замечая, что напряженность поля на стороне *1*, *4*, располагающейся в магнитопроводе с бесконечно большой магнитной проницаемостью, равна нулю, найдем:

$$\oint H_l\, dl = H_\gamma R\Delta\gamma = \Delta i.$$

Переходя к пределу при $\Delta\gamma \to 0$, получаем:

$$H_\gamma = H_t = \lim \frac{\Delta i}{R\,\Delta\gamma} = A.$$

Такой получается напряженность H_γ на поверхности внутреннего магнитопровода. Повторив вывод для тока на поверхности внешнего магнитопровода, получим $H_\gamma = -A$. Таким образом, тангенциальная составляющая напряженности поля $H_\gamma = H_t$ на поверхности магнитопровода с $\mu_a = \infty$ равна по абсолютному значению плотности тока на этой поверхности $|A|$. Исходя из (23-9) и полагая при переходе к полярной системе координат $dx = R\,d\gamma$, можно представить тангенциальную составляющую напряженности поля как производную скалярного потенциала φ на поверхности магнитопровода (со знаком минус) $H_\gamma = -d\varphi/R\,d\gamma$. Наконец, используя (24-5) и вытекающие из него соотношения между МДС F и распределением потенциала φ на возбужденной поверхности ($F = \varphi$ при возбуждении внутреннего и $F = -\varphi$ при возбуждении наружного магнитопровода), можно выразить плотность тока на поверхности внутреннего или наружного магнитопроводов в виде производной МДС:

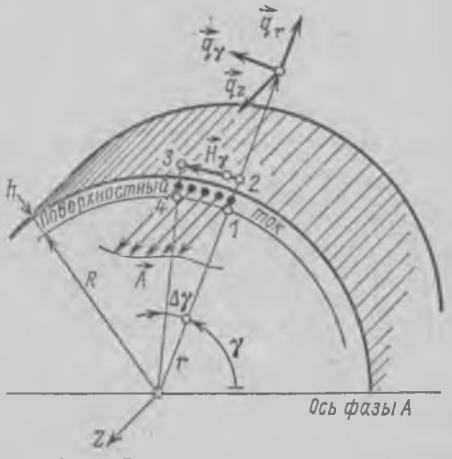


Рис. 29-3. Соотношение между тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля и плотностью поверхностного тока (аксиальной составляющей) в полярной системе координат.

$$A = -dF/R\,d\gamma. \qquad (29\text{-}6)$$

Эту зависимость можно применить не только к плотности поверхностного тока в целом, но и к ее отдельным гармоническим составляющим, причем каждой гармонической МДС соответствует своя гармоническая плотности поверхностного тока.

Найдем основную гармоническую плотности поверхностного тока A, образованного при питании многофазной обмотки токами прямой последовательности с частотой ω. Основная гармоническая

МДС представляет собой в этом случае вращающуюся волну и описывается (25-10). Исходя из (29-6) и (25-10), получим:

$$A = -\frac{dF}{Rd\gamma} = A_{1m}\cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - \alpha\right). \qquad (29\text{-}7)$$

Амплитуда плотности поверхностного тока A_{1m} выражается через амплитуду основной гармонической МДС

$$A_{1m} = F_{1m}\pi/\tau. \qquad (29\text{-}8)$$

Если для F_{1m} воспользоваться (25-16), можно выразить A_{1m} через сумму действующих токов в пазу $2w_к I_a = I_п$

$$A_{1m} = \sqrt{2}\, A_0 k_y k_p, \qquad (29\text{-}9)$$

где $A_0 = 2w_к I_a/t_Z = I_п/t_Z$ — линейная токовая нагрузка, найденная по сумме действующих токов в пазах.

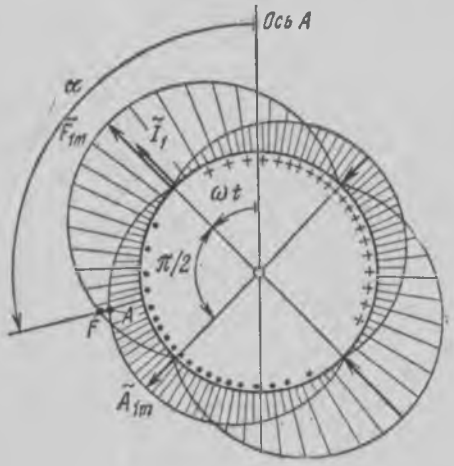


Рис. 29-4. Основная гармоническая плотности поверхностного тока (в однопериодной модели).

Плотность поверхностного тока в точке под углом α к началу отсчета можно представить также в виде проекции комплексной функции плотности поверхностного тока

$$\dot{A}_{1m} = j\bar{F}_{1m}\frac{\pi}{\tau} = A_{1m}e^{j(\omega t + \pi/2)}$$

на ось под углом α, т. е. $A = \mathrm{Re}\,[A_{1m}e^{-j\alpha}]$.

Используя (29-7), (29-9), нетрудно изобразить графически основную гармоническую поверхностного тока в том же масштабе, в котором представлены плотности поверхностных токов пазов. Это графическое изображение дано на рис. 29-2 и 29-4. На рис. 29-4 показана также комплексная функция плотности поверхностного тока $\dot{A}_{1m}$.

Таким образом, мы приходим к заключению, что основная гармоническая линейной плотности поверхностного тока представляет собой вращающуюся волну с периодом 2τ и амплитудой A_{1m}, перемещающуюся с той же угловой скоростью Ω (или электрической угловой скоростью ω в модели), что и основная гармоническая МДС. Независимо от направления, в котором вращается МДС, волна плотности поверхностного тока всегда повернута относительно волны МДС на электрический угол π/2 или смещена на τ/2 против часовой стрелки.

Соотношение между тангенциальной составляющей напряженности поля и плотностью поверхностного тока ($H_t = H_\gamma = \pm A$) распространяется и на их основные гармонические, поэтому в магнитном поле зазора, образованном токами в пазах (или основной гармонической плотности эквивалентного поверхностного тока) всегда присутствует не только радиальная, но и тангенциальная

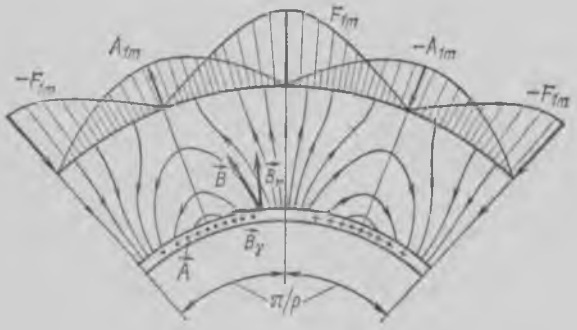


Рис. 29-5. Картина магнитного поля, возбужденного токами внутреннего магнитопровода машины.

составляющая. Радиальная составляющая индукции магнитного поля выражается по (25-18) через МДС F:

$$B_r = \frac{\mu_0 F}{k_\delta \delta}. \tag{29-10}$$

Тангенциальная составляющая магнитной индукции на поверхности возбужденного магнитопровода выражается прямо через поверхностный ток

$$B_t = B_\gamma = \mu_0 H_\gamma = \pm \mu_0 A. \tag{29-11}$$

Поскольку тангенциальная составляющая индукции на поверхности невозбужденного магнитопровода отсутствует, картина поля в зазоре, образованного основной гармонической, выглядит так, как показано на рис. 29-5. Правда, на рисунке показано поле при очень большом относительном зазоре δ/τ, когда радиальная составляющая соизмерима с тангенциальной составляющей; сравните (29-10) и (29-11). При малых отношениях δ/τ, обычно встречающихся в электрических машинах, радиальная составляющая поля значительно превышает тангенциальную и поле почти радиально. Однако без учета тангенциальной составляющей поля H_γ, образованной поверхностным током с плотностью A, нельзя понять природу образования электромагнитных сил и передачи энергии через зазор при работе машины.

б) Электромагнитный вращающий момент

Найдем электромагнитный вращающий момент, действующий на ротор электрической машины, вращающийся с угловой скоростью Ω (в модели на рис. 29-6 с электрической угловой скоростью ω). Предположим, что в многофазной обмотке ротора имеется ток I_2

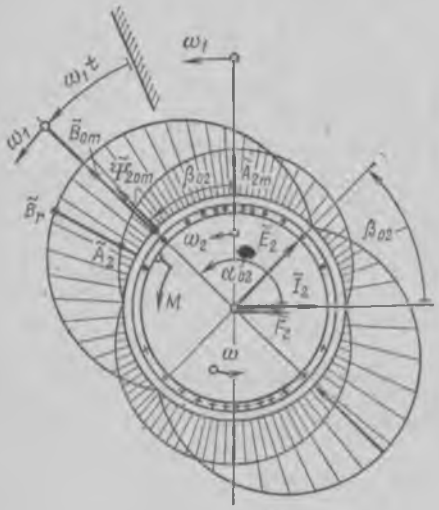


Рис. 29-6. Расположение вращающихся волн радиальной составляющей индукции B_r и плотности поверхностного тока A.

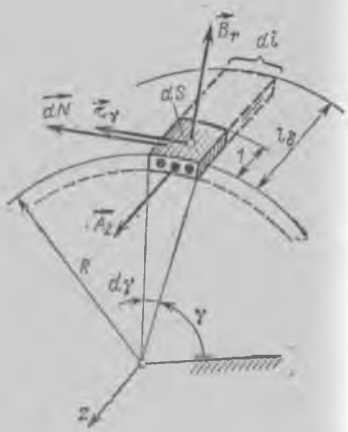


Рис. 29-7. Электромагнитная сила, действующая на элемент поверхностного тока.

с угловой частотой ω_2, который образует волну основной гармонической поверхностного тока с амплитудной плотностью A_{2m}. Угловая скорость волны плотности поверхностного тока относительно ротора пропорциональна частоте тока

$$\Omega_2 = \omega_2/p$$

(электрическая угловая скорость волны относительно ротора в модели совпадает с частотой тока и равна ω_2).

Относительно неподвижной системы отсчета волна поверхностного тока вращается с угловой скоростью $\Omega_1 = \Omega + \Omega_2$. Электрическая угловая скорость $\omega_1 = \omega + \omega_2$ движения волны относительно статора в модели при однонаправленном преобразовании энергии (см. § 29-1) всегда совпадает с угловой частотой токов ω_1 в многофазной обмотке статора. Поэтому основная гармоническая МДС статора вращается с угловой скоростью $\Omega_1 = \omega_1/p$ и образует вместе с основной гармонической поверхностного тока ротора, вращающейся с той же угловой скоростью, главное вращающееся магнитное поле машины с амплитудой радиальной составляющей индукции $B_{1(0)m} = B_{0m}$. Угол между волной индукции B_0 и волной линейной

плотности поверхностного тока A_2 (или между соответствующими комплексными функциями $\bar{B}_{0m}$ и $\bar{A}_{2m}$) обозначим β_{02} и будем отсчитывать от $\bar{A}_{2m}$ к $\bar{B}_{0m}$.

Электромагнитный вращающий момент определим как сумму вращающих моментов от электромагнитных сил dN, действующих на элементы поверхностного тока $di = A_2 (R\, d\gamma)$. Считая, что элемент тока имеет протяженность вдоль оси машины, равную единице длины, и располагается в магнитном поле с радиальной составляющей индукции B_r, найдем электромагнитную силу, которая действует на этот элемент в тангенциальном направлении,

$$dN = B_r\, di = B_r A_2 R\, d\gamma.$$

Направление силы dN определяется по «правилу левой руки». Элемент поверхностного тока, расположенный под углом γ к началу отсчета, и действующая на него сила показаны на рис. 29-7. Для определения электромагнитного момента, действующего на поверхностный ток и передаваемого на вал через механически напряженный магнитопровод ротора, нужно просуммировать моменты от элементарных сил

$$dM = R\, dN$$

по всей поверхности ротора, обращенной к зазору (от $\gamma = 0$ до $\gamma = 2\pi$ на расчетной длине l_δ)

$$M = l_\delta \int_0^{2\pi} R\, dN = l_\delta R^2 \int_0^{2\pi} B_r A_2\, d\gamma.$$

Воспользовавшись уравнениями для вращающейся волны индукции (25-18)

$$B_r = B_{0m} \cos(\omega_1 t - \alpha)$$

и вращающейся волны поверхностного тока (29-7)

$$A_2 = A_{2m} \cos(\omega_1 t - \alpha - \beta_{02}),$$

где $\alpha = p\gamma$, и положив для упрощения $\omega_1 t = 0$, поскольку результат интегрирования получается одинаковым для любого мгновения времени, получим:

$$M = \pi R^2 l_\delta B_{0m} A_{2m} \cos\beta_{02} = \frac{p^2\tau^2}{\pi} l_\delta B_{0m} A_{2m} \cos\beta_{02}. \qquad (29\text{-}12)$$

Заметив, что амплитуда линейной плотности поверхностного тока может быть выражена [см. (29-8), (25-9)] через ток в обмотке I_2

$$A_{2m} = \frac{\pi F_{2m}}{\tau} = \frac{\sqrt{2}\, m_2}{\tau} \frac{I_2 w_2 k_{o2}}{p},$$

а амплитуда индукции по (27-2) через магнитный поток

$$B_{0m} = \frac{\pi \Phi_m}{2\tau l_\delta},$$

можно представить вращающий момент как функцию магнитного потока и тока в обмотке

$$M = \frac{pm_2}{\sqrt{2}} (w_2 k_{o2} \Phi_m) I_2 \cos \beta_{o2}. \qquad (29\text{-}13)$$

Если учесть, что амплитуда полного потокосцепления с фазой обмотки по (27-14)

$$\Psi_{2om} = w_2 k_{o2} \Phi_m,$$

и заменить $\cos \beta_{02}$ на $\sin \alpha_{02} = \sin (\pi/2 + \beta_{02}) = \cos \beta_{02}$ [см. рис. 29-6 и (29-7)], то выражение для вращающего момента совпадает с (29-3):

$$M = \frac{pm_2}{\sqrt{2}} \Psi_{2om} I_2 \sin \alpha_{02},$$

где α_{02} — электрический угол (см. рис. 29-6) между комплексами потокосцепления $\dot{\Psi}_{2om}$ и тока $\dot{I}_2$ (или $\dot{F}_2$).

Примечание. Как уже отмечалось в § 29-1, уравнение для момента (29-3) распространяется и на насыщенные машины с нелинейной магнитной цепью. Это еще раз подтверждается тем, что оно совпадает с уравнением, полученным здесь для насыщенной машины.

29-3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СИЛЫ В ОБЛАСТИ ПАЗА С ТОКОМ

Определяя электромагнитный вращающий момент, действующий на ротор, мы заменили зубчатый ротор, в пазах которого имелись некоторые токи $i_п$, гладким магнитопроводом, а токи $i_п$ вынесли на поверхность и распределили в области паза в виде бесконечно тонкого слоя с линейной плотностью $A_п = i_п/b_п$ (см. рис. 24-2).

Тангенциальная электромагнитная сила N, действующая на область паза, остается при переходе к гладкому магнитопроводу без изменения, если в зазоре на его поверхности воспроизводится средняя радиальная составляющая индукции внешнего магнитного поля $B_{\delta ср}$, найденная с учетом влияния зубчатости статора по формуле

$$B_{\delta ср} = \frac{\mu_0 F}{\delta k_{\delta 1} k_{\delta 2}},$$

где F — внешняя МДС, образованная на оси рассматриваемого паза токами статора;

$k_{\delta 1}$, $k_{\delta 2}$ — коэффициенты зазора соответственно для статора и для ротора;

δ — зазор.

Полную тангенциальную электромагнитную силу, действующую на единицу длины паза, можно определить как сумму сил

$$dN = B_{\delta ср} A_п \, dx,$$

приложенных к элементам поверхностного тока

$$N = \int_{-b_п/2}^{+b_п/2} B_{δср} A_п \, dx = B_{δср} A_п b_п = B_{δср} i_п.$$

Выясним теперь, как распределена эта сила в области паза. Представим результирующее магнитное поле в области паза как сумму внешнего поля (рис. 29-8, *а*) и собственного магнитного поля тока паза (рис. 29-8, *б*). Для определения тангенциальных сил, действующих на боковые ферромагнитные стенки паза и на ток в пазу, достаточно найти индукции этих полей на боковых стенках пазов и в центре проводника с током. Как показывают расчеты поля, выполненные для реальных пазов при бесконечно большой магнитной проницаемости магнитопроводов ($\mu_{rc} = \infty$), почти все линии поля, входящие в паз, заканчиваются на боковых стенках пазов и лишь малая часть этих линий достигает проводника с током. Если поток на единицу длины паза (рис. 29-8, *а*)

$$\Phi = \int_{-b_п/2}^{+b_п/2} B_{y\,(y=0)} \, dx = B_{δср} b_п,$$

то через сечение паза на уровне центра проводника ($y = h_i$) проходит поток

$$c\Phi = \int_{-b_п/2}^{+b_п/2} B_{y\,(y=h_i)} \, dx = B_п b_п,$$

где $c = 0{,}002 \div 0{,}001$.

В силу симметрии и непрерывности магнитного поля в боковую стенку паза входит поток

$$\Phi_0 = \frac{\Phi - c\Phi}{2},$$

мало отличающийся от $\Phi/2$.

Индукция внешнего поля на боковых стенках пазов B_{01} или B_{02} по мере удаления от зазора быстро уменьшается и на уровне верха проводника ($y = h$) мало отличается от нуля. Поэтому внешний поток входит в боковую стенку паза в пределах высоты h

$$\Phi_0 = \frac{\Phi(1-c)}{2} \approx \int_0^h B_{01} \, dy = \int_0^h B_{02} \, dy.$$

Сравнивая выражения для Φ и $c\Phi$, найдем индукцию внешнего поля в области проводника

$$B_п = c B_{δср}.$$

Картина поля, образованного током в пазу, и кривые индукции поля тока на боковых стенках пазов показаны на рис. 29-8, *б*.

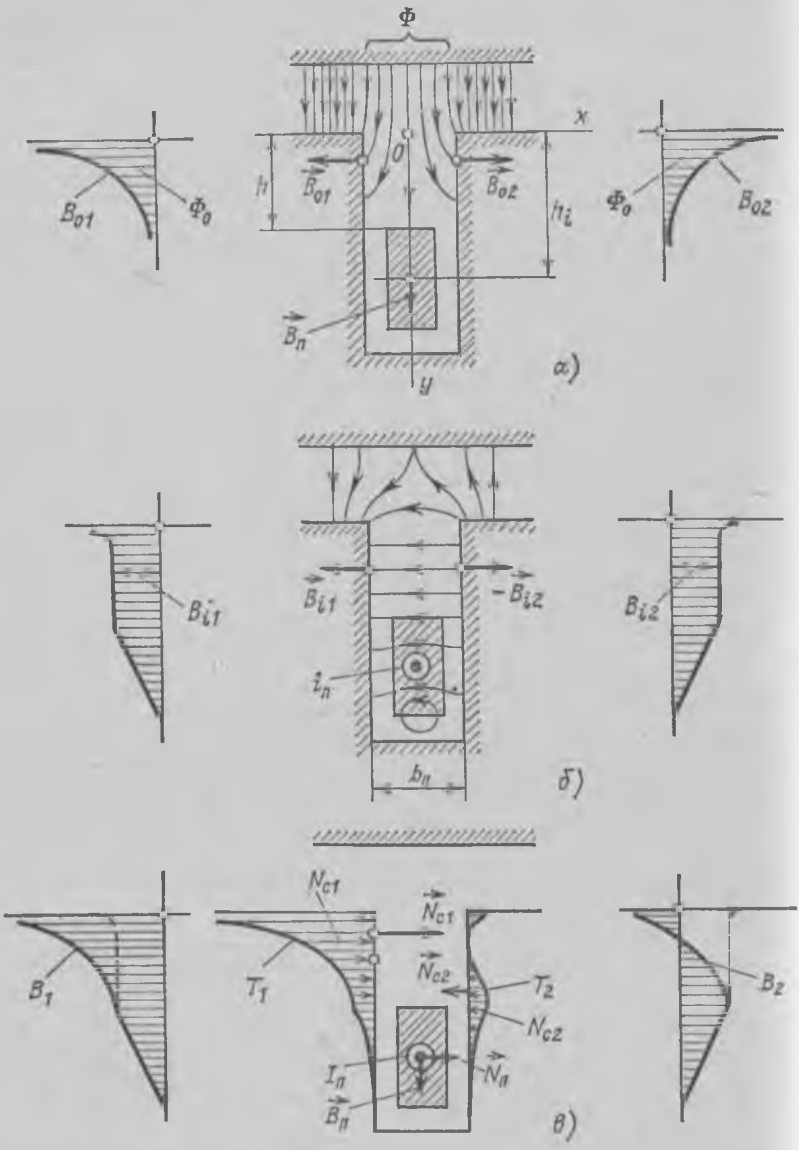


Рис. 29-8. Распределение электромагнитных сил в области паза с током.

а — внешнее магнитное поле от токов на другом магнитопроводе $I_п = 0$, $B_{δср} \neq 0$; *б* — магнитное поле от тока в пазу $B_{δср} = 0$, $I_п \neq 0$; *в* — электромагнитные силы в области паза $I_п \neq 0$, $B_{δср} \neq 0$.

В большей части области над проводником ($0 < y < h$) индукция на боковых стенках почти постоянна. С помощью закона полного тока, примененного к контуру, который охватывает ток и совпадает в пределах ширины паза с линией поля, можно найти приближенное значение этой индукции

$$B_{i1} = B_{i2} = \frac{\mu_0 i_п}{b_п}.$$

Теперь можно найти тангенциальные электромагнитные силы, связанные с результирующим магнитным полем в области паза (см. рис. 29-8, *в*). На проводник с током действует тангенциальная электромагнитная сила

$$N_п = B_п i_п = cB_{δср} i_п = cN,$$

составляющая малую долю от полной силы $N = B_{δср} i_п$, действующей на область паза с током.

Бо́льшая часть полной силы приложена к боковым ферромагнитным стенкам паза в виде силы магнитного тяжения. Найдем сначала удельную силу магнитного тяжения T, Па, действующую на единицу ферромагнитной поверхности ($\mu_{rFe} = \infty$) в магнитном поле. Эта сила выражается через нормальную составляющую индукции B_n, совпадающую на поверхности ферромагнитного тела с самой индукцией B (линии поля всегда нормальны к поверхности тела с $\mu_{aFe} = \infty$), и через магнитную проницаемость μ_0 немагнитной среды, окружающей это тело:

$$T = \frac{B^2}{2\mu_0}.$$

Вектор удельной силы магнитного тяжения всегда совпадает с нормалью $\vec{n}$ к поверхности ферромагнитного тела, направленной в сторону среды с меньшей магнитной проницаемостью

$$\vec{T} = \vec{n}\frac{B^2}{2\mu_0}.$$

Удельные силы тяжения T_1 и T_2, действующие на боковые стенки пазов, направлены нормально к ним. Распределение удельных сил

$$T_1 = \frac{B_1^2}{2\mu_0}, \quad T_2 = \frac{B_2^2}{2\mu_0}$$

по высоте паза определяется результирующими индукциями $B_1 = B_{01} + B_{i1}$ на левой стенке и $B_2 = B_{02} - B_{i1}$ на правой стенке.

Поскольку удельные силы тяжения левой и правой стенок не уравновешены только в пределах $0 < y < h$, для определения результирующей тангенциальной силы $N_c = N_{c1} - N_{c2}$, приложенной к боковым стенкам пазов, достаточно провести суммирование элементарных сил на каждой из стенок только в указанных

пределах:

$$N_c = N_{c1} - N_{c2} = \int_0^h T_1\,dy - \int_0^h T_2\,dy = \int_0^h (T_1 - T_2)\,dy.$$

Заметив, что

$$B_{01} = B_{02}, \quad B_{i1} = B_{i2},$$

найдем

$$T_1 - T_2 = \frac{2}{\mu_0} B_{01} B_{i1}.$$

При интегрировании учтем, что $B_{i1} \approx \mu_0 i_п / b_п = \text{const}$ при $0 < y < h$ (см. выше), и, выразив поток через боковую стенку

$$\int_0^h B_{01}\,dy$$

через внешний поток $\Phi = b_п B_{\delta ср}$, получим:

$$N_c = \int_0^h (T_1 - T_2)\,dy = \frac{2}{\mu_0} B i_1 \int_0^h B_{01}\,dy =$$

$$= \frac{B_{i1}}{\mu_0}(1-c)\,\Phi = (1-c)\,i_п B_{\delta ср} = (1-c)\,N.$$

Полная тангенциальная сила N, действующая на область паза, складывается из силы N_c, приложенной к боковым стенкам, и силы $N_п$, приложенной к проводнику с током,

$$N = N_c + N_п = (1-c)\,B_{\delta ср} i_п + c B_{\delta ср} i_п = B_{\delta ср} i_п.$$

Эта сила равна силе, действующей на ток $i_п$, вынесенный на поверхность магнитопровода. Однако, как выяснилось, *большая часть этой силы фактически действует не на ток в пазу, а на боковые стенки пазов* ($c = 0{,}002 \div 0{,}001$).

Приведенный здесь вывод основан на приближенных допущениях в отношении распределения индукции внешнего поля в зазоре и индукции от тока в пазу на его боковых стенках. Однако строгое решение задачи приводит к тому же окончательному результату, имеющему большое практическое значение. Поскольку электромагнитные силы действуют в основном на стенки паза (или на зубцы магнитопровода), изоляция проводников по своей механической прочности может быть рассчитана на передачу тангенциальной силы $N_п = cN$, которая очень мала.

Таким образом, при зубчатой конструкции магнитопровода благодаря экранирующему действию зубцов внешнее поле в области проводников с током резко ослаблено, требования к механической прочности изоляции могут быть существенно снижены.

ГЛАВА ТРИДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ С ПОМОЩЬЮ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

30-1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ, ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ И МЕХАНИЧЕСКАЯ МОЩНОСТИ

Электромагнитная мощность, поступающая в элемент $dS = 1 \cdot R\, d\gamma$ поверхности ротора из зазора, определяется мощностью, развиваемой элементарным вращающим моментом при перемещении элемента тока с угловой скоростью Ω_1 (§ 29-2),

$$dP_{эм} = \Omega_1\, dM = B_r R \Omega_1 A_2\, (R\, d\gamma). \qquad (30\text{-}1)$$

Представим угловую скорость перемещения элемента поверхностного тока как сумму механической угловой скорости Ω, которую он приобретает за счет механического вращения ротора, и угловой скорости Ω_2 вращения слоя тока относительно тела ротора, которая связана с периодическими изменениями электрических токов в обмотке ротора:

$$\Omega_1 = \Omega + \Omega_2.$$

Тогда электромагнитная мощность, поступающая в элемент поверхности, выразится как сумма механической мощности $dP_{мех} = \Omega\, dM$, передаваемой через данный элемент поверхности на вал машины, и электрической мощности $dP_{эл} = \Omega_2\, dM$, вносимой в элемент поверхностного тока или в обмотку, которую он эквивалентирует:

$$dP_{эм} = \Omega_1\, dM = \Omega\, dM + \Omega_2\, dM = dP_{мех} + dP_{эл}. \qquad (30\text{-}2)$$

Плотность потока и направление электромагнитной мощности (на единицу поверхности ротора) определяется радиальной составляющей $\Pi_{эм}$ вектора Пойнтинга [24]

$$\vec{\Pi}_{эм} = \boldsymbol{E}_{эм} \times \boldsymbol{H}_\gamma = \boldsymbol{q}_z \times \boldsymbol{q}_\gamma E_{эм} H_\gamma = -\boldsymbol{q}_r E_{эм} H_\gamma,$$

которая определяется (рис. 30-1) как векторное произведение осевой составляющей вектора напряженности электрического поля $\boldsymbol{E}_{эм} = \boldsymbol{q}_z E_{эм}$ на тангенциальную составляющую вектора напряженности магнитного поля $\boldsymbol{H}_\gamma = \boldsymbol{q}_\gamma H_\gamma$ (в этих уравнениях $\boldsymbol{q}_\gamma$, $\boldsymbol{q}_z$, $\boldsymbol{q}_r$ — единичные орты по направлениям соответствующих координат в цилиндрической системе).

Если вспомнить, что тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля на поверхности ротора равна плотности поверхностного тока (§ 29-2) $H_\gamma = A_2$, и иметь в виду, что при определении полной энергии, поступающей в элемент поверхности, нужно учитывать напряженность электрического поля, рассчитанную по полной линейной скорости перемещения волны поверхностного тока $\boldsymbol{v}_1 = \boldsymbol{q}_\gamma v_1 = \boldsymbol{q}_\gamma R \Omega_1$, т. е. считать

$$\boldsymbol{E}_{эм} = \boldsymbol{B}_r \times \boldsymbol{v}_1 = \boldsymbol{q}_r \times \boldsymbol{q}_\gamma B_r v_1 = \boldsymbol{q}_z B_r R \Omega_1,$$

то радиальную составляющую вектора Пойнтинга можно выразить как

$$\vec{\Pi}_{эм} = + \boldsymbol{q}_r \Pi_{эм}, \tag{30-3}$$

где $\Pi_{эм} = - E_{эм} H_\gamma = - B_r R \Omega_1 A_2$.

Естественно, что электромагнитная мощность, поступающая в элемент поверхности ротора ($l \cdot R\, d\gamma$) и выраженная через радиальную составляющую вектора Пойнтинга

$$dP_{эм} = \Pi_{эм} R\, d\gamma = - B_r R \Omega_1 A_2 (R\, d\gamma) = - \Omega_1\, dM,$$

получается такой же, как в (30-1) (знак минус означает, что поток мощности направлен внутрь ротора, т. е. в обратном направлении к радиальному орту $\boldsymbol{q}_r$). Таким же образом можно представить электрическую мощность, поступающую в элемент поверхностного тока. Однако здесь напряженность электрического поля следует определить по скорости волны поверхностного тока, связанной только с изменением электрических токов в обмотке:

$$\boldsymbol{v}_2 = \boldsymbol{q}_\gamma v_2 = \boldsymbol{q}_\gamma R \Omega_2;$$

$$dP_{эл} = \Pi_{эл} R\, d\gamma = - (B_r R \Omega_2) A_2 R\, d\gamma = - \Omega_2\, dM, \tag{30-4}$$

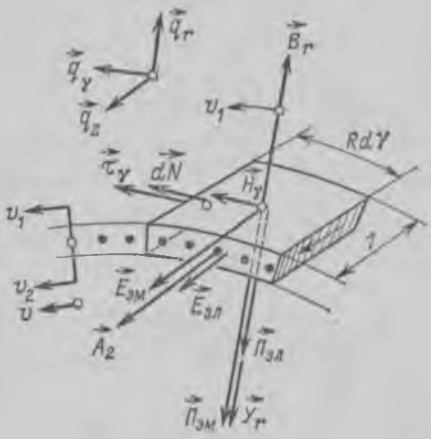


Рис. 30-1. Плотность потоков электромагнитной ($\Pi_{эм}$), электрической ($\Pi_{эл}$) и механической ($У_{мех}$) мощностей (на поверхности магнитопровода ротора).

где $\vec{\Pi}_{эл} = \boldsymbol{E}_{эл} \times \boldsymbol{H}_\gamma = \boldsymbol{q}_r \Pi_{эл}$, $\Pi_{эл} = - E_{эл} H_\gamma = - B_r R \Omega_2$ (знак минус здесь также указывает направление потока энергии, см. рис. 30-1).

Соответственно механическую мощность $dP_{мех} = \Omega\, dM$ можно выразить через радиальную составляющую вектора Умова $\boldsymbol{У}$ — плотность механической мощности, передаваемой через элемент поверхности механически напряженного тела.

Радиальная составляющая вектора Умова определяется для вращающегося тела как произведение тангенциального механического напряжения τ_γ на тангенциальную линейную скорость перемещения элемента поверхности $v_\gamma = v = R\Omega$

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{У}_r &= \boldsymbol{q}_r У_r; \\ У_r &= - \tau_\gamma v_\gamma = - A_2 B_r R \Omega. \end{aligned}\right\} \tag{30-5}$$

Тангенциальное механическое напряжение τ_γ возникает на наружной поверхности ротора в связи с тем, что она несет элементы поверхностного тока с действующими на них тангенциальными

силами dN

$$\vec{\tau}_\gamma = \frac{dN}{Rd\gamma} = \frac{(q_z A_2 R\, d\gamma) \times q_r B_r}{Rd\gamma} = q_\gamma \tau_\gamma, \qquad (30\text{-}6)$$

где $\tau_\gamma = A_2 B_r \left[\frac{\text{Н}}{\text{м}^2}\right]$.

Механическая мощность, поступающая в элемент поверхности ротора,

$$dP_{\text{мех}} = y_r R\, d\gamma = -A_2 B_r R \Omega R\, d\gamma = -\Omega\, dM \qquad (30\text{-}7)$$

получается такой же, как в (30-2), в котором она выражена через электромагнитный момент.

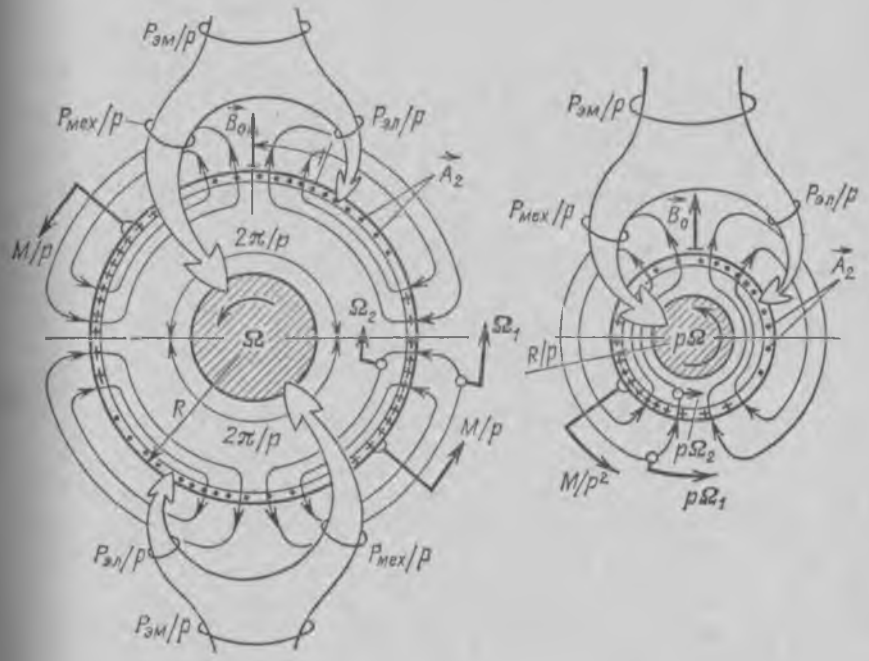


Рис. 30-2. Электромеханическое преобразование энергии в электрической машине (слева) и в ее одноперiодной модели (справа).

Интегрированием по поверхности ротора могут быть определены электромагнитная и электрическая мощности, поступающие в ротор при преобразовании энергии:

$$\left.\begin{aligned} P_{\text{эм}} &= l_\delta \int_0^{2\pi} dP_{\text{эм}} = \Omega_1 l_\delta \int_0^{2\pi} dM = \Omega_1 M; \\ P_{\text{эл}} &= l_\delta \int_0^{2\pi} dP_{\text{эл}} = \Omega_2 l_\delta \int_0^{2\pi} dM = \Omega_2 M; \\ P_{\text{мех}} &= l_\delta \int_0^{2\pi} dP_{\text{мех}} = \Omega l_\delta \int_0^{2\pi} dM = \Omega M. \end{aligned}\right\} \qquad (30\text{-}8)$$

Очевидно, справедливо соотношение

$$P_{эм} = P_{эл} + P_{мех},$$

вытекающее из (30-2).

Электромагнитная мощность $P_{эм}$ представляет собой полную мощность, передаваемую вращающимся полем в ротор (рис. 30-2). Часть этой мощности $P_{эл}$ выделяется в виде теплоты в самой обмотке или в электрической сети, присоединенной к этой обмотке. В этом можно убедиться, преобразуя (30-8) с помощью (29-3) и (27-15) и имея в виду, что угол $\beta_{02} = \alpha_{02} - \pi/2$ является одновременно углом между током I_2 и ЭДС взаимной индукции E_2 в обмотке ротора. Найдем:

$$P_{эл} = \Omega_2 M = m_2 \frac{p\Omega_2 \Psi_{20}}{\sqrt{2}} I_2 \sin \alpha_{02} = m_2 E_2 I_2 \cos \beta_{02},$$

где $p\Omega_2 = \omega_2$ — угловая частота ЭДС E_2, индуктированной в обмотке ротора вращающимся полем.

Наконец, оставшаяся часть мощности преобразуется в механическую мощность

$$P_{мех} = \Omega M,$$

передаваемую через механически нагруженный вал (как поток вектора Умова).

30-2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В МАШИНЕ И В ЕЕ МОДЕЛИ

Как мы видели в предыдущих главах, однопериодная модель машины представляет собой удобный и наглядный объект для изучения явлений в самой электрической машине. Это утверждение в полной мере относится и к процессам преобразования энергии. В модели, показанной на рис. 30-2, сохраняются размеры полюсного деления τ, амплитуды основных гармонических волн индукции вращающегося поля B_{0m} и линейной плотности поверхностного тока ротора A_2, а также смещение этих волн в долях периода, вследствие которого в модели волны смещаются на угол β_{02} в p раз больший, чем угол смещения между этими волнами β_{02}/p в самой машине (рис. 30-2, слева, на котором поле машины имеет $p = 2$ периода).

Кроме того, в модели сохраняются линейные окружные скорости волн и элементов магнитопровода v_1, v_2 и v на наружной поверхности ротора, поскольку радиус этой поверхности в модели в p раз меньше, а угловые скорости в p раз больше:

$$v_1 = \left(\frac{R}{p}\right) \Omega_1 p = \Omega_1 R;$$

$$v_2 = \left(\frac{R}{p}\right) \Omega_2 p = \Omega_2 R;$$

$$v = \left(\frac{R}{p}\right) \Omega p = \Omega R.$$

На поверхностный ток ротора модели действует такая же тангенциальная электромагнитная сила, как на поверхностный ток в пределах периода в самой машине, т. е. сила N/p, равная $1/p$ части от полной тангенциальной силы

(см. выше),

$$N = l_\delta \int_0^{2\pi} dN.$$

Электромагнитный вращающий момент в модели в p^2 раз меньше, поскольку он равен произведению тангенциальной силы в модели N/p на радиус наружной поверхности ее ротора R/p:

$$\left(\frac{N}{p}\right)\left(\frac{R}{p}\right) = \frac{NR}{p^2} = \frac{M}{p^2}.$$

Однако мощности, поступающие в ротор модели, не отличаются от соответствующих мощностей, приходящихся на период самой машины. В этом можно убедиться, применяя к модели (30-8):

$$(\Omega_1 p)\left(\frac{M}{p^2}\right) = \frac{\Omega_1 M}{p} = \frac{P_{эм}}{p};$$

$$(\Omega_2 p)\left(\frac{M}{p^2}\right) = \frac{\Omega_2 M}{p} = \frac{P_{эл}}{p};$$

$$(\Omega p)\left(\frac{M}{p^2}\right) = \frac{\Omega M}{p} = \frac{P_{мех}}{p}.$$

Те же соотношения мощностей можно получить, имея в виду, что в соответственных точках периодов полей в машине и в ее модели (т. е. в точках под углом γ и $\alpha = p\gamma$) наблюдаются одинаковые индукции B_r, линейные плотности

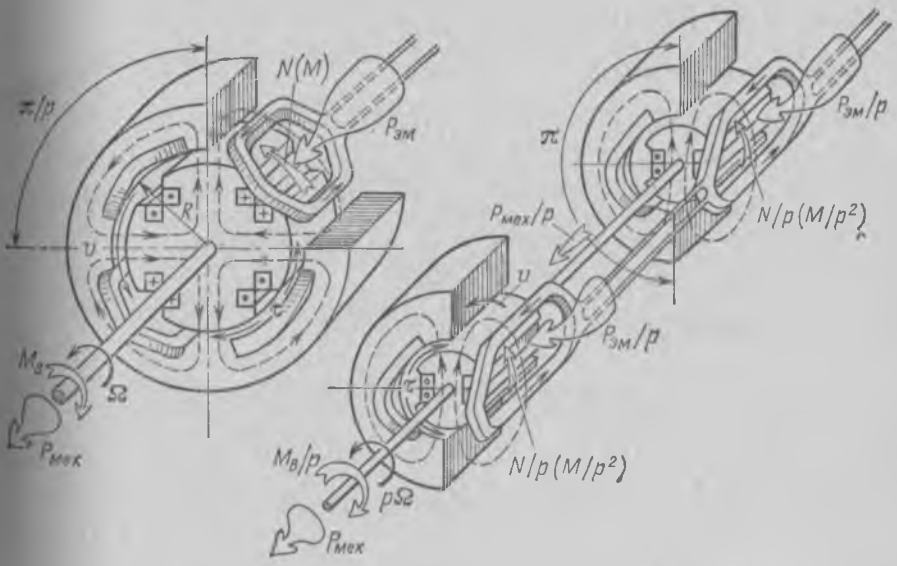


Рис. 30-3. Электрическая машина и эквивалентная ей система из p однопериодных моделей.

поверхностного тока A и линейные скорости перемещения поля и элементов ротора v_1, v_2 и v, при которых плотности мощностей $P_{эм}$, $P_{эл}$, $P_{мех}$, характеризующиеся радиальными составляющими векторов Пойнтинга и Умова (30-3) — (30-5), получаются также одинаковыми.

Таким образом, модель удобно использовать не только при расчете полей в зазоре, МДС, ЭДС потокосцеплений, токов и при построении соответствующих пространственно временных диаграмм, на которых эти величины представляются пространственно-временными или временными комплексами, но и при анализе потоков мощностей. При этом нужно иметь в виду, что мощности в модели уменьшены в p раз. Поэтому p-периодная машина в отношении преобразования энергии может быть заменена системой из p моделей, имеющих общий вал, присоединенных к тем же электрическим сетям и вращающихся с увеличенной в p раз скоростью [1].

Ясно, что такая система моделей будет преобразовывать точно такие же мощности. Многопериодная электрическая машина с $p = 2$ и эквивалентная ей система, состоящая из $p = 2$ моделей, показаны на рис. 30-3. На рисунке эквивалентируется синхронная машина (см. ч. 5), в которой обмотка ротора питается постоянным током ($\omega_2 = 0$) и угловая скорость поля Ω_1 совпадает с угловой скоростью ротора Ω. Поэтому вся электромагнитная мощность $P_{эм} = \Omega_1 M$, передаваемая ротору, превращается в механическую мощность $P_{мех} = \Omega M$, а электрическая мощность $P_{эл}$, сообщаемая обмотке ротора, равна нулю:

$$P_{эл} = \Omega_2 M = 0.$$

Указанные на рисунке направления потоков мощностей, электромагнитных сил и вращающих моментов соответствуют режиму двигателя (внешний вращающий момент, действующий на вал двигателя, обозначен $M_в$).

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ПЕРВАЯ

ПОТЕРИ ПРИ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЭНЕРГИИ. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

31-1. ВВОДНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Как было показано в гл. 21, преобразование электрической энергии $P_э$ в механическую $P_{мех}$ или обратное преобразование происходит во вращающихся электрических машинах при выполнении следующих необходимых условий:

а) при непрерывном вращении ротора машины, через вал которого передается механическая энергия;

б) при протекании по обмоткам машины токов, частоты которых определенным образом связаны между собой и с угловой скоростью ротора;

в) при периодическом изменении тех магнитных потоков, которые сцеплены с обмотками, преобразующими энергию.

Следовательно, в машине часть энергии будет рассеиваться в виде потерь энергии на трение вращающихся частей, называемых механическими потерями, потерь энергии при протекании токов по проводникам обмоток, называемых электрическими потерями, и потерь при периодическом изменении потоков в магнитопроводах, называемых магнитными потерями.

---

[1] Вместо объединения p моделей с той же длиной магнитопроводов $l_δ$, что и в самой машине, можно использовать одну одноперидную модель с увеличенной в p раз длиной.

Все виды потерь энергии принято характеризовать тепловой энергией, выделяющейся в единицу времени, или мощностью потерь энергии ΣP. Мощность потерь энергии называется в дальнейшем сокращенно потерями.

Исходя из закона сохранения энергии, можно заключить, что полезная мощность, преобразованная в машине, меньше мощности, поступающей в машину для преобразования, на величину потерь мощности.

Коэффициент полезного действия машины η при электромеханическом преобразовании определяется как отношение полезной мощности, преобразованной в машине, к затраченной мощности, поступающей в машину; КПД равен:

$$\left.\begin{aligned} &\eta = \frac{P_э}{P_{мех}} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_э + \Sigma P} \text{ — в режиме генератора;} \\ &\text{и} \\ &\eta = \frac{P_{мех}}{P_э} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_{мех} + \Sigma P} \text{ — в режиме двигателя.} \end{aligned}\right\} \quad (31\text{-}1)$$

Коэффициент полезного действия всегда меньше единицы ($\eta < 1$), причем чем меньшую долю составляют потери от полезно преобразованной мощности, тем ближе КПД машины к единице. Для предотвращения чрезмерного нагревания машины потери, выделяющиеся в виде тепла в ней, должны быть удалены во внешнюю среду с помощью системы охлаждения, в которой циркулирует тот или иной теплоноситель — газ (чаще всего воздух) или жидкость.

31-2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ

С целью уменьшения электрических потерь проводники обмоток должны иметь возможно меньшее удельное сопротивление ρ_t. Наиболее подходящим материалом для проводников обмоток является медная мягкая проволока круглого или прямоугольного сечения, отличающаяся малым содержанием примесей. Ограниченное, но расширяющееся применение в качестве проводникового материала имеет алюминий, имеющий большее удельное сопротивление.

При протекании по проводникам обмоток переменных токов необходимо считаться с тем, что из-за поверхностного эффекта, вызываемого полями рассеяния, плотности токов неравномерно распределяются по сечению. Неравномерность распределения переменного тока связана с неодинаковым индуктивным сопротивлением отдельных элементов проводника. В проводниках, расположенных в пазах магнитопроводов электрических машин, эта неравномерность проявляется в значительно большей мере, чем в проводниках, окруженных немагнитной средой, например воздухом. Таким образом, только для постоянных токов или токов весьма малой частоты можно рассчитывать потери в обмотке по омическому сопротивлению R_0,

соответствующему равномерному распределению тока по сечению

$$R_0 = \rho_t \frac{2wl_{ср}}{Sa}, \qquad (31\text{-}2)$$

где $2wl_{ср}$ — длина последовательно включенных проводников обмотки (или фазы обмотки);

$l_{ср}$ — средняя длина полувитка;

$S = (a_э b_э) c_a c_b$ — площадь сечения эффективного проводника;

$a_э$, $b_э$ — размеры прямоугольного элементарного проводника соответственно по высоте и ширине паза (рис. 31-1);

c_a, c_b — число элементарных проводников соответственно по высоте и ширине паза;

a — число параллельных ветвей обмотки;

$\rho_t = \rho_{20} [1 + \alpha (t - 20°)]$ — удельное сопротивление проводника при расчетной рабочей температуре t (см. разд. 3);

$\alpha = 0{,}004\ °C^{-1}$ — температурный коэффициент сопротивления для меди или алюминия.

Для переменных токов потери приходится рассчитывать по активному сопротивлению обмотки $R = k_R R_0$, найденному с учетом неравномерности распределения тока по сечению проводника.

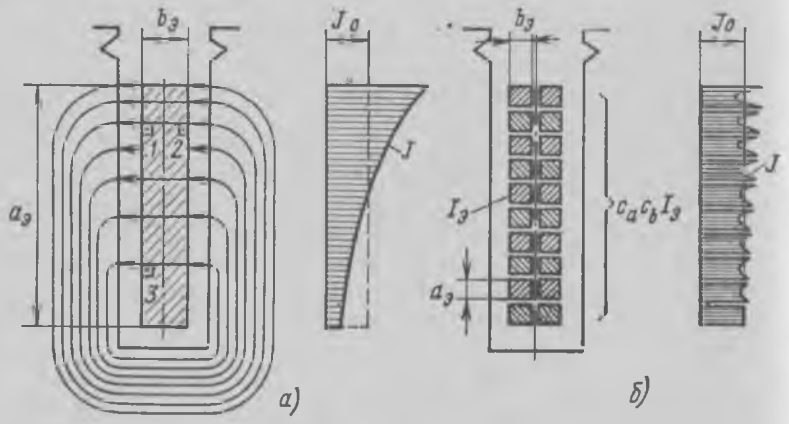


Рис. 31-1. Распределение плотности переменного тока (J) по сечению эффективного проводника.

а — сплошной эффективный проводник, $c_a = c_b = 1$, $u_п = 1$; *б* — эффективный провод, подразделенный на элементарные проводники, транспонированные по высоте паза, $c_a = 10$, $c_b = 2$, $u_п = 1$.

Неравномерность распределения переменных токов по сечениям проводников, размещенных в пазу магнитопровода, зависит от величины поля рассеяния в пазу. Поскольку линии этого поля перпен-

дикулярны к оси паза и в пазу прямоугольной формы представляют собой почти прямые линии (рис. 31-1), поле рассеяния имеет одинаковое сцепление с любыми элементами проводника, располагающимися на одном уровне по высоте паза (например, элементами *1* и *2*). Соответственно одинаковыми получаются индуктивные сопротивления таких элементов.

Наоборот, индуктивные сопротивления элементов проводника, занимающих различное положение по высоте паза, получаются неодинаковыми. Как видно из рис. 31-1, *а*, на котором в пазу имеется лишь один проводник, индуктивное сопротивление (или потокосцепление) элемента проводника *1*, расположенного ближе к зазору, меньше индуктивного сопротивления элемента *3*, расположенного ближе у дна паза. Этим объясняется также то обстоятельство, что по ширине проводника ток распределяется почти равномерно, а неравномерность в распределении проявляется лишь по высоте сечения. В случае одного проводника в пазу бо́льшая плотность тока наблюдается в элементах проводника, расположенных ближе к зазору (см. кривую распределения плотности тока на рисунке 31-1, *а*). Плотность тока в этой части сечения может существенно превышать среднюю плотность тока в проводнике

$$J_0 = \frac{I}{S} = \frac{I}{a_э b_э}.$$

По углубленной в паз части сечения проводника протекает незначительная часть тока. Полезное сечение проводника уменьшается, а его активное сопротивление возрастает.

Коэффициент $k_R = R/R_0$, называемый коэффициентом увеличения сопротивления обмотки вследствие поверхностного эффекта (или коэффициентом Фильда), как понятно из сказанного, зависит только от высоты и числа сплошных эффективных проводников по высоте паза и не зависит от их ширины.

Задача определения активного сопротивления, а также индуктивного сопротивления рассеяния обмотки, расположенной в пазах прямоугольной формы, решена в работах А. Фильда, Ф. Эмде, И. Саммерса и в наиболее общей форме в работе Т. Г. Сорокера.

1. **Сплошные эффективные проводники** ($c_a = 1$, $u_п = n$). Паз с такими проводниками ($u_п = m_э = 1$; $c_в = 1$) показан на рис. 31-1, *а*. Эффективный проводник состоит из одного элементарного проводника по высоте паза ($c_a = 1$). Высота эффективного проводника совпадает с высотой элементарного проводника $a_э$; число эффективных проводников по высоте паза $u_п$ равно числу элементарных проводников по высоте паза $m_э$ ($u_п = m_э$). Число элементарных проводников по ширине паза c_b может быть произвольным, общая ширина элементарных проводников в пазу $b_1 = c_b b_э$ (существенно, что эффективный проводник не подразделен на отдельные элементарные проводники по высоте паза). Проявление поверхностного эффекта в эффективных проводниках зависит в этом

случае от приведенной высоты элементарного проводника

$$\xi = a_э/\Delta, \tag{31-3}$$

представляющей собой отношение высоты элементарного проводника $a_э$ к глубине проникновения электромагнитного поля в проводник:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\rho_t b_п}{\omega\mu_0 b_1}}, \tag{31-4}$$

где $b_п$ — ширина паза;
$b_1 = c_b b_э$ — ширина проводников в пазу;
$\omega = 2\pi f$ — угловая частота тока;
μ_0 — магнитная проницаемость материала проводника (из меди или алюминия), равная магнитной постоянной.

Коэффициент k_R (при допущении, что поверхностный эффект проявляется только в активной части полувитка, расположенной в пазу, т. е. на длине $l_δ$, а в лобовой части витка на длине $l_{ср} - l_δ$ — не проявляется)

$$k_R = 1 + \frac{l_δ}{l_{ср}}(k_{Ra} - 1), \tag{31-5}$$

где

$$k_{Ra} = \varphi(\xi) + \frac{1}{3}\psi(\xi)[k'_β m_э^2 - 1]; \tag{31-6}$$

$\varphi(\xi)$; $\psi(\xi)$ — функции Эмде по рис. 31-2 (при $\xi \leqslant 1$ $\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45}\xi^4$, $\psi(\xi) = \frac{1}{3}\xi^4$; при $\xi > 2$ $\varphi(\xi) = \xi$, $\psi(\xi) = 2\xi$); $k'_β = \frac{9β+7}{16}$ — коэффициент, учитывающий укорочение шага ($β = y_к/\tau$) для двухслойных обмоток (для однослойных обмоток $k'_β = 1$).

Как видно, коэффициент k_R (и потери в обмотке) возрастает с ростом приведенной высоты проводника $\xi = a_э/\Delta$ и числа эффективных проводников в пазу $u_п = m_э$.

Для *уменьшения потерь при протекании переменных токов* по эффективным проводникам [в тех случаях, когда при выполнении эффективного проводника сплошным ($c_a = 1$) потери получаются недопустимо большими] *прибегают к подразделению эффективного проводника на ряд элементарных проводников (по высоте паза) с транспозицией этих проводников в пазовой части (случай 2) или в лобовой части эффективного проводника* [1] (случай 3).

2. **Подразделенные эффективные проводники с транспозицией элементарных проводников в пазовой части.** Сечение паза с эффективным проводником, подразделенным на элементарные проводники с транспозицией в пазовой части, показано на рис. 31-1, *б*. Каждый виток эффективного проводника образуется из двух спаянных между собой в головках стержней с полной транспозицией элементарных проводников в пределах длины паза. Устройство такого

[1] Подразделение на элементарные проводники без транспозиции не приводит к уменьшению потерь.

стержня ясно из рис. 31-3. Благодаря тому, что каждый из элементарных проводников, переходя из одного слоя по высоте стержня в другой, занимает все возможные положения в стержне, индуктивные сопротивления элементарных проводников в эффективном стержне получаются одинаковыми и ток эффективного проводника

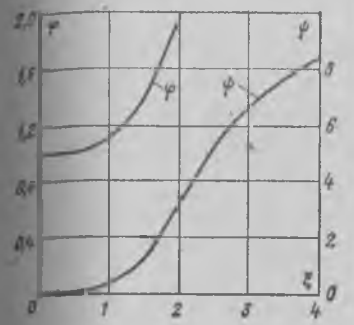


Рис. 31-2. Функции Эмде.

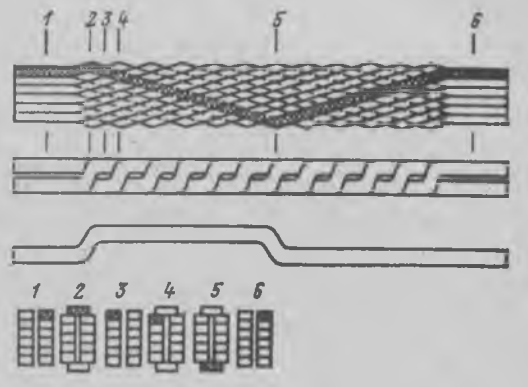


Рис. 31-3. Стержень с транспозицией элементарных проводников в пазовой части.

распределяется между всеми элементарными проводниками одинаковым образом:

$$I_э = I/c_a c_b.$$

Неравномерность распределения тока проявляется только в пределах данного элементарного проводника (см. кривую распределения плотности тока J по сечению элементарных проводников). Она получается большей в сечениях элементарных проводников, расположенных в зоне более интенсивного поля рассеяния (т. е. ближе к зазору). Однако даже в этих сечениях элементарных проводников неравномерность распределения тока получается значительно меньшей, чем в сплошном эффективном проводнике (ср. рис. 31-1, *а* и *б*). Плотность тока J на периферии элементарного проводника сравнительно мало отличается от средней плотности тока

$$J_0 = I_э/a_э b_э,$$

поэтому потери в транспонированном эффективном проводнике получаются существенно меньшими, чем в сплошном того же сечения. Коэффициент k_R может быть рассчитан в этом случае по (31-3) — (31-6), причем число элементарных проводников по высоте паза равно $m_э = u_п c_a$, где $u_п$ — число эффективных транспонированных проводников по высоте паза (обычно $u_п = 2$).

3. **Подразделенные эффективные проводники с транспозицией элементарных проводников в лобовой части.** В этом случае транспозиция элементарных проводников выполняется в лобовой части

катушки путем «скручивания» части эффективных проводников. На рис. 31-4 показана двухвитковая катушка с двумя элементарными проводниками в эффективном проводнике ($c_a = 2$, $u_п = 2$). Элементарные проводники эффективного проводника электрически соединяются друг с другом (спаиваются) на входе и на выходе катушки.

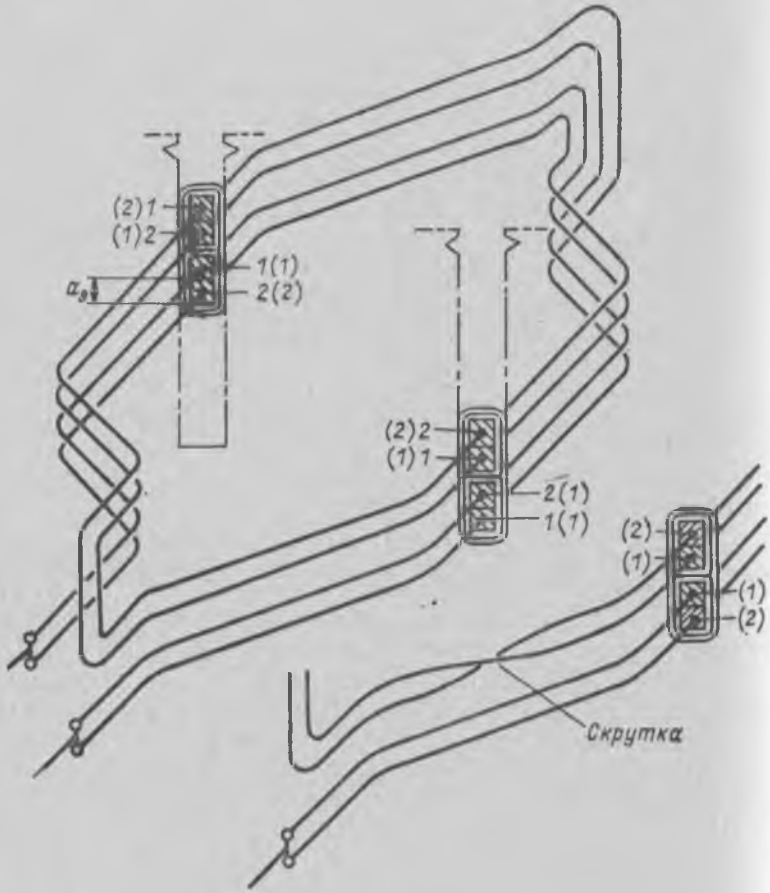


Рис. 31-4. Расположение элементарных проводников в эффективных проводниках катушки (под основным рисунком изображен фрагмент лобовой части катушки со скруткой эффективного проводника. В скобках указаны номера элементарных проводников в катушке со скруткой после каждого витка).

В пределах катушки они изолированы друг от друга. Индуктивное сопротивление отдельных элементарных проводников (например, *1* или *2*) зависит от того, какие положения занимают эти проводники по высоте пазов, в которых лежит катушка. В катушке без «скрутки», изображенной полностью, и в катушке со «скруткой» эффективного проводника на 180° после каждого витка, лобовая

часть которой показана ниже основного рисунка, комбинации положений элементарных проводников в пазах получаются различными.

В катушке со «скруткой» индуктивные сопротивления отдельных элементарных проводников несколько меньше отличаются друг от друга, чем в обмотке без «скрутки», равномернее получается и распределение токов по элементарным проводникам. Коэффициент k_R для такой обмотки рассчитывается по формуле

$$k_R = \varphi(\xi_э) + \frac{1}{2} L\psi(\xi_э) + L_S \frac{\xi^4}{6c_a^2}\left(\frac{l_{ср}}{l_б}\right)\left(\frac{a_э}{a_и}\right)^2, \qquad (31\text{-}7)$$

в которой $\xi_э = c_a \xi \sqrt{\frac{a_и l_б}{a_э l_{ср}}}$ — приведенная высота эффективного проводника;

$\varphi(\xi_э)$, $\psi(\xi_э)$ — функции Эмде для $\xi_э$ по рис. 31-3;

$a_э$, $a_и$ — высоты соответственно неизолированного и изолированного элементарных проводников;

L и L_S — коэффициенты, определяемые по таблице в зависимости от характера транспозиции.

Коэффициенты L и L_S

Вид катушки	L	L_S
Без «скрутки»	$\frac{1}{2}\left(\frac{u_п^2}{4} - 1\right)$	$\frac{u_п^4}{6}\left(4k'_β - \frac{3}{4}\right) + \frac{1}{6}$
Со «скруткой» после каждого витка	0	$-\frac{2}{3}(u_п^2 k'_β - 1)$

31-3. МАГНИТНЫЕ ПОТЕРИ

Потери в магнитопроводах электрических машин возникают в результате периодического изменения во времени магнитного поля.

С целью уменьшения этих потерь здесь также прибегают к подразделению магнитопровода на электрически изолированные элементарные магнитопроводы. При этом необходимое эффективное сечение магнитопровода образуется как сумма сечений элементарных магнитопроводов (изолированных ферромагнитных пластин той или иной толщины). Толщина пластин и материал, из которого они изготавливаются, выбираются в зависимости от частоты перемагничивания. Как мы выяснили в § 21-2, частоты перемагничивания статора и ротора, совпадающие с частотами токов в соответствующих обмотках, в общем случае неодинаковы ($\omega_1 \neq \omega_2$) *. В асин-

* Здесь имеется в виду машина переменного тока в наиболее типичном исполнении, в которой одна из обмоток располагается в пазах магнитопровода статора, а вторая — в пазах магнитопровода ротора. Если обмотки располагаются в пазах одного и того же магнитопровода, то в нем существует одновременно два магнитных поля, изменяющихся с различными частотами ω_1 и ω_2.

хронных машинах соотношение между частотами зависит от частоты вращения, и выбор толщины пластин магнитопроводов должен производиться для номинальной частоты вращения. Для достижения равномерного распределения магнитного потока по сечению пластины и получения приемлемых магнитных потерь с ростом частоты приходится уменьшать толщину пластин и переходить к использованию легированных электротехнических сталей. Магнитопроводы, перемагничиваемые с частотой около 50 Гц, например статоры синхронных и асинхронных машин, набираются из пластин горячекатаной тонколистовой электротехнической стали марок 1211, 1311, 1312, 1411, 1412, 1511, 1512 обычно с толщиной 0,5 мм (по ГОСТ 21427.3-75). Эти стали постепенно вытесняются холоднокатаными изотропными электротехническими сталями (ГОСТ 21427.2-75) марок 2211, 2312, 2411 толщиной 0,5 мм, а также нелегированной сталью марки 2013, обладающими уменьшенными удельными магнитными потерями. В крупных электрических машинах для полюсов применяются холоднокатаные анизотропные стали, свойства которых (удельные потери и магнитная проницаемость) при намагничивании вдоль прокатки еще более благоприятны (это стали марок 3411, 3412, 3413 толщиной 0,5 мм). При более высоких частотах перемагничивания (порядка 400—1000 Гц) используются высоколегированные электротехнические стали марки 1521 и другие специальные стали с толщиной 0,35; 0,2; 0,1; 0,05 мм. Магнитопроводы, частота перемагничивания которых невелика (например, в роторах асинхронных машин, где она составляет несколько герц или долей герца) или равна нулю (в роторах синхронных машин, где магнитное поле постоянно по величине и направлению), могут быть набраны из пластин конструкционной стали. Толщина пластин для таких магнитопроводов выбирается из технологических соображений (например, условий штамповки) и может составлять 1,0; 1,5; 2,0; 4,0; 6,0 мм и более.

Довольно часто, особенно в механически напряженных роторах, магнитопроводы изготовляются массивными из стальных поковок или литой стали (иногда чугуна). Более подробные сведения о свойствах электротехнических и конструкционных сталей имеются в [13, разд. 7].

а) Особенности перемагничивания элементов магнитопровода электрических машин

На рис. 31-5 показано вращающееся магнитное поле машины, образованное токами в трехфазной обмотке. Сравнивая картины поля в следующие друг за другом моменты времени с интервалом в четверть периода, можно заметить, что поле в различных элементах изменяется по-разному. В зубцах (например, в точке *1*) линии поля всегда направлены радиально и поле изменяется периодически лишь по значению (таким же образом, как в трансформаторе). Эта разновидность изменения поля называется п у л ь с а-

ционным (или переменным) перемагничиванием. Вектор индукции при пульсационном перемагничивании с амплитудой B_{1m} показан в моменты *0*, *1*, *2*, ..., *8* через промежутки времени $T/8$ на рис. 31-6, *а*.

Иным образом происходит изменение поля в ярме внутреннего магнитопровода. В этом ярме (например, в точке *II* на рис. 31-5) поле остается постоянным и изменяется лишь по направлению. Вектор индукции такого магнитного поля вращается с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$ относительно ярма, сохраняя свое значение, что позволяет называть эту разновидность изменения поля вращательным перемагничиванием[1].

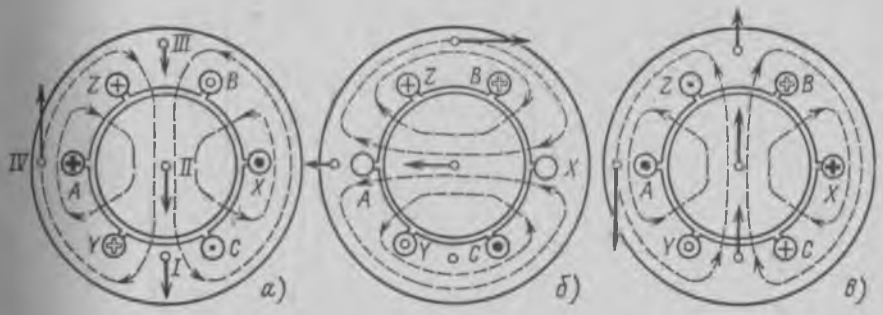


Рис. 31-5. Магнитное поле в зубцах и ярмах магнитопроводов трехфазной электрической машины.

а — $t = 0$; *б* — $t = T/4$; *в* — $t = T/2$.

Изменение вектора индукции при вращательном перемагничивании представлено на рис. 31-6, *б*. Вектор индукции $\boldsymbol{B}$ при вращательном перемагничивании может быть представлен как сумма двух пульсирующих векторов индукции, амплитуды которых $B_{1m} = B_{2m}$ равны модулю вращающегося вектора $|\boldsymbol{B}|$. Для этого достаточно сместить оси векторов на угол $\pi/2$ и ввести запаздывание во времени на четверть периода (или угол $\pi/2$) по отношению друг к другу (когда один из пульсирующих векторов достигает максимума, другой исчезает).

В наружном ярме индукция поля имеет как радиальную, так и тангенциальную составляющую, причем в точках, где тангенциальная составляющая в данное мгновение максимальна (например, в точке *IV* на рис. 31-5, *а*, где $B_\gamma = B_{1m}$), радиальная отсутствует ($B_r = 0$). Наоборот, в точках, где радиальная составляющая в данное мгновение максимальна (например, в точке *III* на рис. 31-5, *а*, где $B_r = B_{2m}$), тангенциальная составляющая отсутствует ($B_\gamma = 0$).

[1] Вращательное перемагничивание наблюдается в ярме внутреннего магнитопровода только в случае однопериодного поля ($p = 1$). При многопериодном поле ($p > 1$) во внутреннем ярме имеет место эллиптическое перемагничивание (см. ниже).

Через четверть периода (см. рис. 31-5, *б*) в точке *IV* становится максимальной радиальная составляющая ($B_r = B_{2m}$), а тангенциальная исчезает ($B_\gamma = 0$). Обратное изменение происходит в точке *III* ($B_\gamma = B_{1m}$, $B_r = 0$).

Соотношение между амплитудами радиальной и тангенциальной составляющих поля (B_{1m} и B_{2m}) в различных точках внешнего ярма неодинаково. Амплитуды обеих составляющих максимальны на внутреннем ($B_{1m} = B_{1макс}$ и $B_{2m} = B_{2макс}$) радиусе ярма. По мере

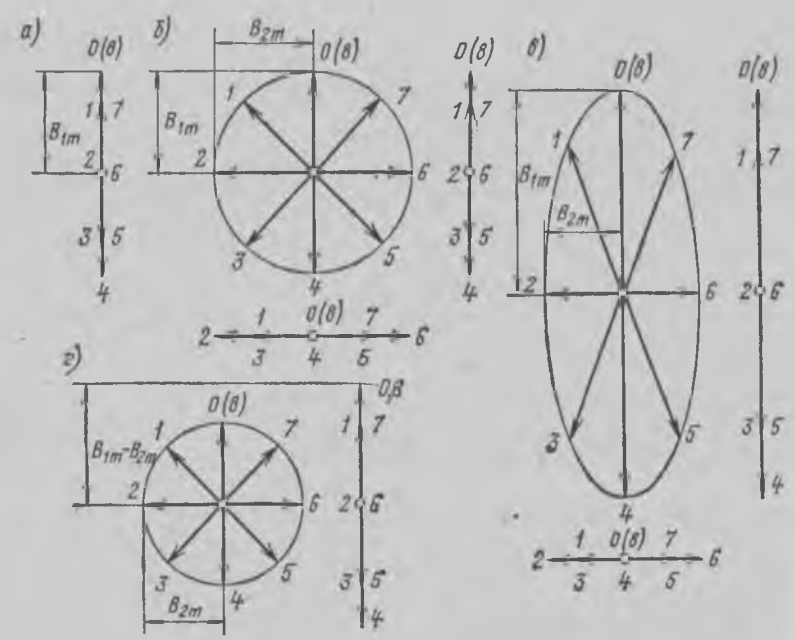


Рис. 31-6. Изменение вектора индукции при различных видах перемагничивания.

а — вектор индукции при пульсационном перемагничивании; *б* — вектор индукции при вращательном перемагничивании и его представление в виде суммы двух пульсирующих векторов; *в* — вектор индукции при смешанном или эллиптическом перемагничивании и его представление в виде суммы двух пульсирующих векторов; *г* — представление вектора индукции при смешанном или эллиптическом перемагничивании в виде суммы вращающегося и пульсирующего векторов.

увеличения радиуса амплитуды обеих составляющих убывают, причем амплитуда тангенциальной составляющей B_{1m} уменьшается несущественно, а амплитуда радиальной на внешнем радиусе ярма обращается в нуль ($B_{2m} = 0$, если принять, что поле не выходит за пределы ярма). Таким образом, на внешнем радиусе ярма, где существует только одна изменяющаяся во времени составляющая поля, тангенциальная с амплитудой B_{1m}, перемагничивание имеет пульсационный характер. На внутреннем радиусе ярма, где существуют две неодинаковые по амплитуде пульсирующие составляющие, смещенные во времени и пространстве на угол $\pi/2$, перемагничивание получается эллиптическим. При

эллиптическом перемагничивании вектор индукции не только вращается со скоростью, среднее значение которой равно $\omega = 2\pi f$, но и изменяется по значению от B_{1m} до B_{2m}. Из рис. 31-6, *в*, видно, что конец вектора при таком перемагничивании описывает эллипс.

Вектор индукции при эллиптическом перемагничивании может быть представлен в виде суммы двух пульсирующих векторов

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{q}_x B_{1m} \cos \omega t + \boldsymbol{q}_y B_{2m} \sin \omega t, \qquad (31\text{-}8)$$

где B_{1m} — амплитуда вектора, пульсирующего по оси x;

B_{2m} — амплитуда вектора, пульсирующего по оси y.

Как указано выше, геометрическим местом вектора $\boldsymbol{B}$ в общем случае (при $B_{1m} \neq B_{2m}$) является эллипс [уравнение (31-8), в котором время t является параметром, изображает в векторной форме эллипс]. В частном случае при вращательном перемагничивании $B_{1m} = B_{2m}$ геометрическим местом вектора $\boldsymbol{B}$ является окружность. По виду орбиты конца вектора это перемагничивание называют также к р у г о в ы м. В другом частном случае при пульсационном перемагничивании $B_{2m} = 0$ (или $B_{1m} = 0$) геометрическое место вектора вырождается в прямую линию, совпадающую с осью x (или с осью y).

Э л л и п т и ч е с к о е перемагничивание называют также с м е ш а н н ы м, поскольку оно может быть представлено как наложение вращательного перемагничивания и пульсационного перемагничивания. Переписав (31-8) в виде

$$\boldsymbol{B} = \boldsymbol{q}_x (B_{1m} - B_{2m}) \cos \omega t + [\boldsymbol{q}_x B_{2m} \cos \omega t + \boldsymbol{q}_y B_{2m} \sin \omega t],$$

можно заметить, что вектор индукции образуется как сумма вращающегося вектора, модуль которого равен B_{2m}, и пульсирующего вектора с амплитудой $(B_{1m} - B_{2m})$. Именно так представлено поле на рис. 31-6, *г*.

б) Магнитные потери при пульсационном и вращательном перемагничивании

Потери при пульсационном перемагничивании рассматривались при изучении трансформаторов (§ 2-7). Потери при вращательном перемагничивании отличаются от потерь при пульсационном перемагничивании. Сравнение потерь на гистерезис при вращательном и пульсационном перемагничивании дано на рис. 31-7. При вращательном перемагничивании потери представлены в зависимости от модуля вектора индукции, при пульсационном — от амплитуды индукции.

При индукции $B < 0{,}7$ Тл, когда сталь слабо насыщена (магнитная проницаемость почти постоянна), имеется возможность рассматривать вращательное перемагничивание как наложение двух независимых явлений: пульсационных перемагничиваний по двум взаимно перпендикулярным осям. В этом диапазоне индукций потери на гистерезис при вращательном перемагничивании примерно

в 2 раза больше, чем при пульсационном. При дальнейшем увеличении индукции сталь насыщается и из-за существенной нелинейности явления перемагничивания принцип наложения неприемлем.

Как видно из рис. 31-7, нелинейность зависимости $B = f(H)$ при $B > 0{,}7$ Тл проявляется в том, что отношение потерь на гистерезис при вращательном перемагничивании к потерям при пульсационном перемагничивании постепенно уменьшается и в диапазоне индукций 1,0—1,5 Тл составляет 1,65—1,45. При индукции около 1,7 Тл потери на гистерезис становятся одинаковыми, а при дальнейшем увеличении индукции потери при вращательном перемагничивании резко снижаются и становятся значительно меньшими, чем при пульсационном.

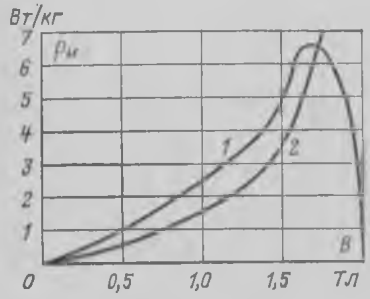


Рис. 31-7. Сравнение потерь на гистерезис при вращательном (*1*) и пульсационном (*2*) перемагничивании (для среднелегированной листовой электротехнической стали с 1,91% Si).

Потери на вихревые токи зависят только от индукции в стальном листе (и не связаны с напряженностью поля). Представляя индукцию поля при вращательном перемагничивании в виде суммы двух пульсационных составляющих, можно заключить, что *потери на вихревые токи при вращательном перемагничивании в 2 раза больше, чем при пульсационном с той же амплитудой индукции (независимо от индукции).*

в) Магнитные потери в элементах магнитопровода

При расчете магнитных потерь в перемагничиваемых элементах электрических машин, набранных из изолированных листов электротехнической стали, приходится учитывать характер перемагничивания этих элементов (пульсационное или вращательное перемагничивание), увеличение потерь, связанное с технологическими факторами, а также различного рода добавочные магнитные потери.

При расчете магнитных потерь в элементах магнитопроводов исходят из суммарных потерь в 1 кг массы листовой стали при пульсационном перемагничивании, частоте 50 Гц и индукции 1 Тл, измеряемых экспериментально с помощью аппарата Эпштейна. Эти потери называют удельными потерями при индукции 1 Тл и обозначают $p_{1,0/50}$ Вт/кг. Удельные потери $p_{1,0/50}$ для различных сортов стали даны в [13].

Удельные потери при других частотах и индукциях ($B \leqslant \leqslant 1{,}6$ Тл) определяют по формуле

$$p_м = p_{1,0/50}\left(\frac{f}{50}\right)^{1,3} B^2, \qquad (31\text{-}9)$$

если f лежит в диапазоне 40—60 Гц, и по формуле, в которую входят отдельно потери на гистерезис, пропорциональные частоте, и потери на вихревые токи (вместе с дополнительными потерями), пропорциональные квадрату частоты, если f изменяется в более широком диапазоне:

$$p_м = \varepsilon \frac{f}{50} B^2 + \sigma \left(\frac{f}{50}\right)^2 B^2, \qquad (31\text{-}10)$$

где ε — удельные потери от гистерезиса при $B = 1$ Тл и $f = 50$ Гц, Вт/кг;

σ — удельные потери от вихревых токов при $B = 1$ Тл и $f = 50$ Гц, Вт/кг.

Удельные потери в листах электротехнической стали измеряются в определенных условиях: при идеальной изоляции между листами, с обязательным отжигом стали после механической обработки (резки стали с помощью ножниц или штамповки), при синусоидальном изменении индукции. В реально выполненных конструкциях электрических машин технология изготовления магнитопроводов менее совершенна. В большинстве случаев листы стали после механической обработки не отжигаются, что увеличивает гистерезисные потери; из-за необходимости иметь достаточно большие давления запрессовки магнитопроводов изоляция между листами частично нарушается. Не удается также полностью исключить электрические контакты между отдельными листами на поверхности сопряжения со станиной (или валом), а также через заусенцы на зубцах магнитопроводов. Через эти контакты образуются дополнительные короткозамкнутые контуры для вихревых токов. Увеличение потерь в элементах магнитопроводов машин вследствие несовершенства технологии учитывается технологическими коэффициентами повышения потерь.

При расчете потерь в отдельных элементах магнитопровода приходится считаться также и с тем, что индукция при пульсационном перемагничивании изменяется несинусоидально (при измерении потерь с помощью аппарата Эпштейна индукция изменяется синусоидально).

Представляя индукцию в виде ряда Фурье, члены которого гармонически изменяются во времени, можно видеть, что этот ряд, кроме основной гармонической индукции, содержит и высшие гармонические индукции. Потери от высших гармонических индукции добавляются к потерям от основной гармонической, что дает основание называть потери от высших гармонических индукции добавочными магнитными потерями. В тех случаях, когда эти потери отдельно не рассчитываются, их учитывают при расчете магнитных потерь с помощью коэффициентов добавочных потерь.

Следует заметить, что добавочные магнитные потери могут выделяться и в магнитопроводах, частота токов в обмотках которых равна нулю (по обмоткам которых течет постоянный ток). Ос-

новная гармоническая индукции в таких магнитопроводах (например, в полюсах синхронных машин) изменяется с нулевой частотой, и, следовательно, основные магнитные потери отсутствуют. Наоборот, добавочные потери, связанные с высшими гармоническими индукции, изменяющимися с большой частотой, могут быть значительными. Особенно в тех случаях, когда магнитопровод изготовлен из толстых стальных листов или даже массивным (из-за отсутствия перемагничивания по основной гармонической индукции), а другой магнитопровод, расположенный по другую сторону зазора, имеет ярко выраженную зубчатость, вызывающую заметные пульсации индукции на поверхности рассматриваемого магнитопровода. Для таких магнитопроводов добавочные магнитные потери рассчитываются отдельно и включаются в общую сумму потерь.

г) Магнитные потери в ярме магнитопровода

При расчете этих потерь приходится учитывать, что в отдельных точках ярма перемагничивание имеет различный характер: эллиптический на границе с зубцовым слоем и пульсационный на периферии. Суммарный коэффициент увеличения потерь с учетом несовершенства технологии принимается для ярма равным $k_{да} = 1{,}3 \div 1{,}6$. Потери в ярме определяются по формуле

$$P_{ма} = k_{да} p_{ма} m_a, \qquad (31\text{-}11)$$

где m_a — масса стали ярма;

$p_{ма}$ — удельные потери в ярме по (31-9) или (31-10) при индукции B_a и частоте перемагничивания f для основной гармонической индукции;

B_a — амплитуда тангенциальной составляющей индукции в ярме для основной гармонической, определяемая в результате расчета магнитной цепи для рассматриваемой электрической машины (см. части 4 и 5).

д) Магнитные потери в зубцах магнитопровода

Перемагничивание зубцов носит пульсационный характер. Поэтому здесь приходится учитывать увеличение потерь только из-за несовершенства технологии, из-за добавочных потерь, связанных с высшими временными гармоническими индукции. Зубцы имеют по сравнению с ярмом меньшие размеры; зона зубца, в которой проявляется влияние механической обработки (штамповки), составляет относительно большую часть от общего объема зубца. Поэтому коэффициент увеличения потерь по технологическим причинам для зубца больше, чем для ярма. Индукция в зубце, кроме основной гармонической с амплитудой B_Z, содержит высшие гармонические

со значительными амплитудами. Поэтому коэффициент добавочных потерь для зубцов $k_{дZ} = 1{,}7 \div 1{,}8$.

Потери в зубцах определяются по формуле

$$P_{м\,Z} = k_{д\,Z} p_{м\,Z} m_Z, \qquad (31\text{-}12)$$

где m_Z — масса стали зубцов;

$p_{мZ}$ — удельные потери в зубцах по (31-9) или (31-10) при индукции B_Z и частоте перемагничивания f для основной гармонической индукции;

B_Z — амплитуда индукции в среднем сечении зубца для основной гармонической, определяемая в результате расчета магнитной цепи (см. части 4,5).

Так же как в трансформаторах, магнитные потери определяются индукцией магнитного поля взаимной индукции, поток которого пропорционален напряжению машины, и почти не зависят от тока. Поэтому магнитные потери, как видно из (31-9), (31-11), (31-12), пропорциональны квадрату напряжения машины и почти не изменяются при изменении токов в обмотках. Потери от перемагничивания магнитопроводов полями рассеяния обмоток пропорциональны квадрату тока. Эти потери относятся к категории нагрузочных добавочных потерь, зависящих от тока нагрузки.

31-4. МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ

К этому виду потерь относятся потери на трение в подшипниках, потери на трение щеток о контактные кольца (если таковые имеются), потери на трение при вращении ротора в окружающей среде (обычно газообразной, иногда жидкой), а также потери на охлаждение.

Потери в подшипниках зависят от их конструкции и вида применяемой смазки. В небольших машинах приемлемые потери получаются при использовании шариковых или роликовых подшипников с консистентной смазкой. В машинах большей мощности применяются подшипники скольжения, которые для уменьшения трения смазываются жидкими маслами. При прочих равных условиях потери в подшипниках возрастают с ростом частоты вращения, массы ротора и диаметра цапфы вала в зоне расположения подшипников.

Потери на трение ротора при его вращении в окружающей среде в первую очередь зависят от плотности и вязкости этой среды. С уменьшением этих величин потери уменьшаются. При вращении в жидкостях потери наиболее велики; при вращении в воздухе они во много раз меньше; при заполнении внутреннего пространства машины водородом они уменьшаются по сравнению с воздухом еще примерно в 10 раз.

С целью снижения этих потерь наружная поверхность ротора должна быть как можно более гладкой (не иметь выступов). При заданной мощности и частоте вращения эти потери больше в машине с относительно большим диаметром ротора (т. е. с большим отношением диаметра ротора к расчетной длине).

Потери на охлаждение представляют собой мощность, которая расходуется на приведение в движение вентиляторов или насосов, обеспечивающих циркуляцию теплоносителя в системе охлаждения. Эта мощность пропорциональна требуемому расходу теплоносителя, т. е. его количеству, проходящему через систему охлаждения в единицу времени, Q и напору, развиваемому вентилятором или насосом, H. Эта мощность получается тем большей, чем меньше КПД вентилятора или насоса $\eta_в$.

Мощность потерь на охлаждение определяется при гидравлическом или вентиляционном расчетах машины (см. часть 3) и получается тем меньшей, чем совершеннее гидродинамическая система охлаждения и чем удачнее подобран теплоноситель. Для жидких теплоносителей она меньше, чем для газообразных (это связано с тем, что благодаря значительно большей теплоемкости требуется меньший расход жидкого теплоносителя).

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ

КОНСТРУКЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И МЕТОДЫ МЕХАНИЧЕСКИХ, ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ТЕПЛОВЫХ РАСЧЕТОВ ИХ ЧАСТЕЙ

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ВТОРАЯ

ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

32-1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЧАСТЕЙ МАШИНЫ ПО НАЗНАЧЕНИЮ

Преобразование энергии в электрической машине происходит в пространстве, занятом электромагнитным полем. Части электрической машины, непосредственно предназначенные для энергопреобразовательного процесса, называются *активными частями*. К ним относятся магнитопроводы, проводники обмоток, промежутки между магнитопроводами и проводниками обмоток.

Однако для того чтобы машина могла осуществлять свое назначение, в ней должен быть предусмотрен еще целый ряд важных деталей, называемых *конструктивными частями*, которые не принимают непосредственного участия в процессе преобразования энергии.

Конструктивные части выполняют в машине следующие функции:

а) придают частям статора и ротора определенное положение в пространстве и обеспечивают (или ограничивают) их необходимые степени свободы перемещения;

б) передают электрическую энергию от сети к активной зоне машины;

в) передают механическую энергию от активной зоны к сопряженной машине;

г) осуществляют охлаждение машины;

д) электрически изолируют витки проводников обмоток друг от друга, от магнитопроводов и конструктивных частей;

е) защищают активные части машины от повреждений в результате воздействия окружающей среды (влаги, вредных газов, попадания в машину посторонних предметов);

ж) обеспечивают безопасную эксплуатацию машины, предотвращая прикосновение обслуживающего персонала к ее вращающимся или находящимся под напряжением частям;

з) делают возможным монтаж машины на месте установки.

Характерные части конструктивной схемы электрической машины иллюстрируются рис. 32-1, на котором представлена явнополюсная синхронная машина. Несмотря на то, что рассматривае-

мая конструкция вполне конкретна, устройство и назначение многих ее элементов характерны для большинства электрических машин вообще.

На рис. 32-1 изображены активные части машины — обмотка статора *1*, обмотка ротора *7*, магнитопровод статора *2*, магнитопровод ротора, состоящий из сердечников полюсов *3* и ярма *18*. В данном исполнении магнитное поле в полюсах *3* и ярме ротора *18* по-

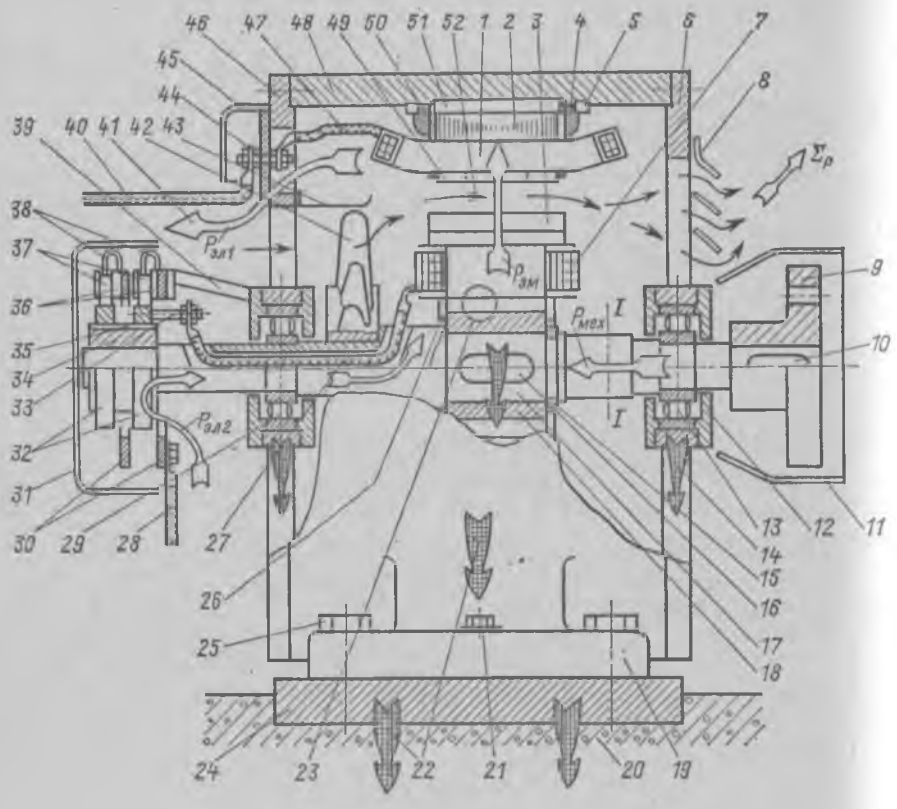


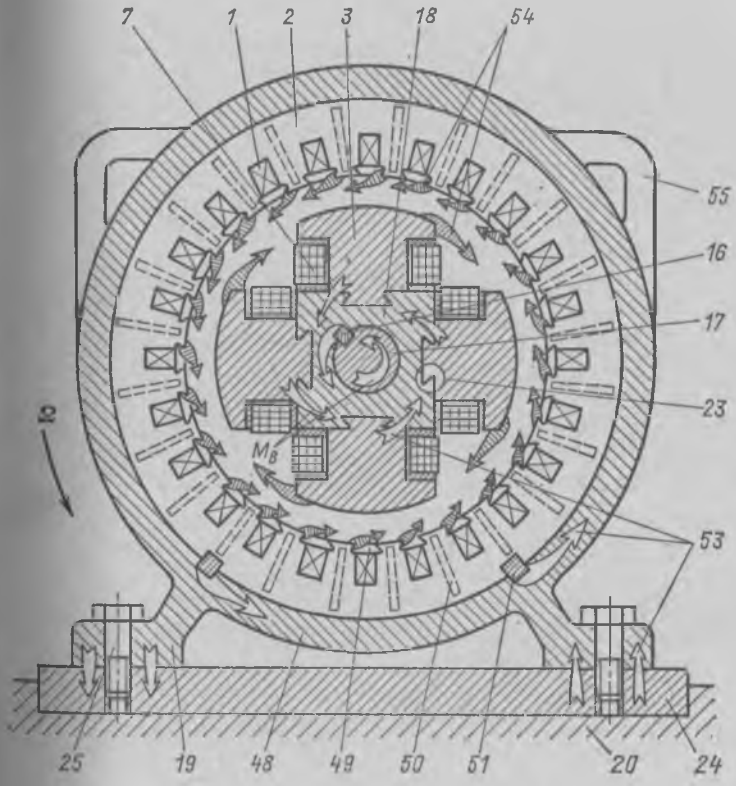
Рис. 32-1. Конструктивная схема электрической машины.

стоянно и не изменяет направления; перемагничивание этих частей отсутствует и они могут быть сделаны сплошными из цельной стальной заготовки.

В магнитопроводе статора магнитное поле периодически изменяется с частотой сети. С целью уменьшения потерь (см. § 31-3) магнитопровод статора набирается из изолированных листов электротехнической стали *2*, которые плотно сжимаются нажимными гребенками *50*, нажимными плитами *4* и шпонками *5*, вставленными в кольцевые выточки в станине *48*.

Тангенциальные электромагнитные силы, действующие на активные части статора, приложены в основном к зубцам статора

(см. § 29-3). Эти силы передаются на фундамент с помощью следующей цепочки сопряженных деталей статора: зубцы статора и ярмо статора *2*, шпонка *51*, станина *48*, лапы станины *19*, фундаментные болты *25*, фундаментная плита *24*, фундамент *20* (электромагнитные силы и силы, передающие внешний момент через фиксирующие детали, показаны на рис. 32-1 в виде стрелок *53* и *54* соответственно).



Довольно значительные электромагнитные силы (особенно при переходных процессах) действуют и на проводники обмоток. Поэтому активные части проводников закрепляются в пазах с помощью клиньев *49*, а лобовые части крепятся с помощью бандажей или обмоткодержателей.

Тангенциальные электромагнитные силы, действующие на активные части ротора, приложены в основном к наконечникам полюсов *3*. Фиксация полюсов относительно вала, на который действует внешний момент, уравновешивающий момент тангенциальных электромагнитных сил, осуществляется с помощью хвостового сопряжения *23*, ярма ротора *18* и шпонки *16*.

В фиксации активных частей ротора в осевом направлении принимают дополнительное участие: накладки *26*, препятствующие смещению выступов хвостов во впадинах *23*, а также кольцевая шпонка *15*. Правильное положение оси ротора в пространстве и возможность его поворота относительно статора обеспечиваются с помощью осевых и радиальных опор. Последние выполнены в данной конструкции в виде роликовых подшипников *13*, *29*, укрепленных в подшипниковых щитах *6*, *46* с помощью крышек *14*, *12*.

Вес ротора передается на фундамент через подшипниковые щиты *6*, *46* и станину *48*, к которой щиты прифланцованы. К силе веса ротора добавляется сила веса статора (силы показаны на рис. 32-1 в виде стрелок *22*).

Поток электромагнитной мощности $P_{эм}$, передаваемый через зазор между магнитопроводами, показан стрелкой *41*.

Направления вращающих моментов, сил и потоков энергии соответствуют при принятом направлении вращения ротора Ω режиму генератора.

Передача механической мощности $P_{мех}$ (направление потока которой показано стрелкой *41*) от двигателя, сопряженного с генератором, к активным частям ротора происходит через ряд механически напряженных вращающихся деталей. От полумуфты *9* через шпонку *10* поток механической мощности поступает в вал *17*, далее через шпонку *16* передается к активным частям ротора: далее к магнитному ярму ротора *18*, хвостовому сопряжению *23* и полюсам *3*, к которым приложены в основном электромагнитные силы (см. § 29-3), показанные на поперечном разрезе в виде стрелок *53*.

Передача электрической мощности от катушек обмотки статора *1*, располагающейся в пазах статора *2*, производится через выводы *47*, выводные зажимы *44* и кабели *40*.

Электрическая энергия к катушкам обмотки ротора *7* поступает по кабелям *28* через проводящие сегменты *30*, выводные канатики *38* щеток *37*, имеющих возможность перемещаться в щеткодержателях *36*, контактные кольца *32*, выводные контакты колец *33* и выводы *27*, пропущенные через отверстие в валу (сегменты *30* крепятся через изолирующие детали на траверсе *39*; кольца насаживаются на втулку *34*, изолированную цилиндром *35*).

Потери ΣP, выделяющиеся в машине в виде тепла, удаляются из нее потоком охлаждающего воздуха, направление движения которого показано стрелками вида *52*. Напор, необходимый для создания циркуляции охлаждающего воздуха, образуется осевым вентилятором *42*. Воздух попадает в машину через отверстия в подшипниковом щите *46*, проходит через направляющий кожух *43*, захватывается вентилятором и, пройдя через каналы в активных частях, выбрасывается из машины через отверстия в подшипниковом щите *6* и жалюзи в щитке *8*.

Целый ряд специально предусмотренных щитков и коробов (*8*, *45*, *31*, *11*) выполняют в машине двойные функции: предотвращают попадание в машину посторонних предметов, капель воды и

исключают возможность прикосновения обслуживающего персонала к ее вращающимся и неизолированным токоведущим частям.

Кроме того, для безопасной эксплуатации корпус электрической машины должен быть надежно заземлен с помощью болта *21*, исключающего возможность поражения током при прикосновении к машине с нарушенной изоляцией.

Наконец, в конструкции машины должен учитываться способ ее монтажа на месте установки. В частности, должны быть предусмотрены выступы, к которым крепятся подъемные средства. На рис. 32-1 для этой цели служат скобы *55*.

Представленная здесь типичная конструктивная компоновка сохраняется в основных чертах во всех вращающихся электрических машинах независимо от их принципа действия; изменяется лишь конфигурация магнитопроводов и схемы обмоток статора и ротора (конструкция различных типов электрических машин рассматривается детально в соответствующих разделах).

Устройство и размеры активных и конструктивных частей определяются способом охлаждения (гл. 37), способом защиты от воздействия окружающей среды, расположением оси вала и т. п. (исполнения электрических машин рассматриваются в гл. 33).

Конструкция активных и конструктивных частей машины должна быть выбрана таким образом, чтобы она удовлетворяла техническим требованиям (см. § 32-2) и могла надежно работать во всех режимах, для которых она предназначена.

32-2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Конструкция и технология изготовления электрической машины должны удовлетворять основным техническим требованиям, которые сформулированы в государственных стандартах. Для того чтобы требования всеми понимались одинаково, рекомендуемая терминология также стандартизована (ГОСТ 16352-70 «Машины электрические вращающиеся. Виды. Термины и определения»).

Как предписывает ГОСТ 183-74 «Машины электрические. Общие технические требования», любая электрическая машина должна быть сконструирована таким образом, чтобы она могла надежно эксплуатироваться в номинальном режиме работы, для которого она предназначена (ГОСТ стандартизованы также предельные условия, в которых машина эксплуатируется: температура газообразной охлаждающей среды $+40°$ С, высота над уровнем моря не более 1000 м). Кроме того, машина должна выдерживать без повреждений перегрузки по току, отклонения напряжения; повышение частоты вращения, а также токи, напряжения и электромагнитные моменты при пуске в режиме двигателя и при различных переходных процессах, величины которых оговорены в указанном ГОСТ. Правильность выбора материалов и размеров активных и конструктивных частей проверяется при электромагнитном расчете, а также при расчете изоля-

ции, механическом расчете напряжений и деформаций (гл. 34), гидравлическом (гл. 36) и тепловом (гл. 35) расчетах системы охлаждения. Изоляция между витками должна быть рассчитана на напряжение между витками, корпусная изоляция должна выдерживать напряжение между проводниками обмоток и сталью заземленного магнитопровода.

Конструкция и технология изготовления изоляции (изоляционные и пропиточные материалы, изоляционные расстояния, радиусы закругления проводников и т. п.) должны быть выбраны таким образом, чтобы максимальная напряженность электрического поля в изоляции при наибольшем рабочем напряжении не превосходила допустимых значений и тем самым обеспечивалась длительная электрическая прочность изоляции. Должна быть проверена также кратковременная электрическая прочность изоляции, под которой понимается способность многократно выдерживать воздействующие на нее атмосферные и коммутационные перенапряжения. Электрическая прочность и сопротивление изоляции машин проверяются во время испытаний корпусной и витковой изоляции (см. [13]), которые они должны выдерживать без повреждений.

Изоляция обмотки должна обладать достаточной механической прочностью при всех возможных видах механических воздействий при монтаже и в эксплуатации (статических, ударных, вибрационных). Требования к механической прочности изоляции облегчаются в связи с тем, что электромагнитные силы, передаваемые от проводников к стенкам пазов в тангенциальном направлении, незначительны (§ 29-3) (главную роль играют пульсирующие силы от взаимодействия токов с полем рассеяния, прижимающие проводники ко дну паза).

Допустимая температура, при которой обеспечивается электрическая и механическая прочность изоляции и ее нагревостойкость (способность сохранить свои свойства без существенных изменений в течение 15—30 лет), зависит от класса нагревостойкости, к которому относится изоляция (см. табл. 32-1). Более подробные сведения о предельно допустимых температурах обмоток при различных способах их определения приводятся в [13 (§ 15-4)].

Таблица 32-1

Температура обмоток, °С, при изоляции различного класса нагревостойкости

Температура, °С	Класс нагревостойкости изоляции				
	A	E	B	F	H
Предельно допустимая для материала изоляции	105	120	130	155	180
Средняя допустимая обмотки	100	115	120	140	165

При изготовлении электрических машин употребляются в основном следующие изоляционные материалы:

класса А — волокнистые материалы из целлюлозы, хлопка или шелка, пропитанные в жидком органическом изоляционном материале;

класса Е — некоторые синтетические пленки;

класса В — материалы на основе слюды (в том числе на органических подложках), асбеста или стекловолокна, применяемые с органическими связующими и пропитывающими составами;

класса F — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими составами;

класса Н — материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна, применяемые в сочетании с кремнийорганическими связующими и пропитывающими составами.

При проектировании электрических машин подробные расчеты изоляции обычно не делаются, а используются проверенные в эксплуатации изоляционные конструкции, пригодные для различных уровней напряжения.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

КОНСТРУКТИВНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

33-1. КОНСТРУКТИВНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ПО СПОСОБУ МОНТАЖА

Классификация и условное обозначение электрических машин по конструктивному исполнению и способу монтажа устанавливается в СТ СЭВ 246-76.

Таблица 33-1

Группы конструктивных исполнений электрических машин

Условное обозначение группы	Конструктивное исполнение машин
IM1	Машины на лапах с подшипниковыми щитами
IM2	Машины на лапах с подшипниковыми щитами, с фланцем на подшипниковом щите (или щитах)
IM3	Машины без лап с подшипниковыми щитами, с фланцем на одном подшипниковом щите
IM4	Машины без лап с подшипниковыми щитами, с фланцем на станине
IM5	Машины без подшипников
IM6	Машины с подшипниковыми щитами и стояковыми подшипниками
IM7	Машины со стояковыми подшипниками (без подшипниковых щитов)
IM8	Машины с вертикальным валом, не охватываемые группами от IM1 до IM4
IM9	Машины специального исполнения по способу монтажа

Таблица 33-2

Исполнение концов вала

Условное обозначение	Исполнение концов вала
0	Без конца вала
1	С одним цилиндрическим концом вала
2	С двумя цилиндрическими концами вала
3	С одним коническим концом вала
4	С двумя коническими концами вала
5	С одним фланцевым концом вала
6	С двумя фланцевыми концами вала
7	С фланцевым концом вала на стороне привода и цилиндрическим концом вала на противоположной стороне
8	Все прочие исполнения концов валов

Условное обозначение электрической машины состоит из буквенной части IM и следующих за ней четырех цифр. Первая цифра является номером группы, в которую входит машина по конструктивному исполнению. Условные обозначения каждой группы указаны в табл. 33-1. В каждой из девяти групп машины подразделяются в зависимости от способа монтажа (вторая и третья цифры в условном обозначении). Количество и исполнение концов вала обозначается с помощью четвертой цифры. Условные обозначения концов вала приводятся в табл. 33-2.

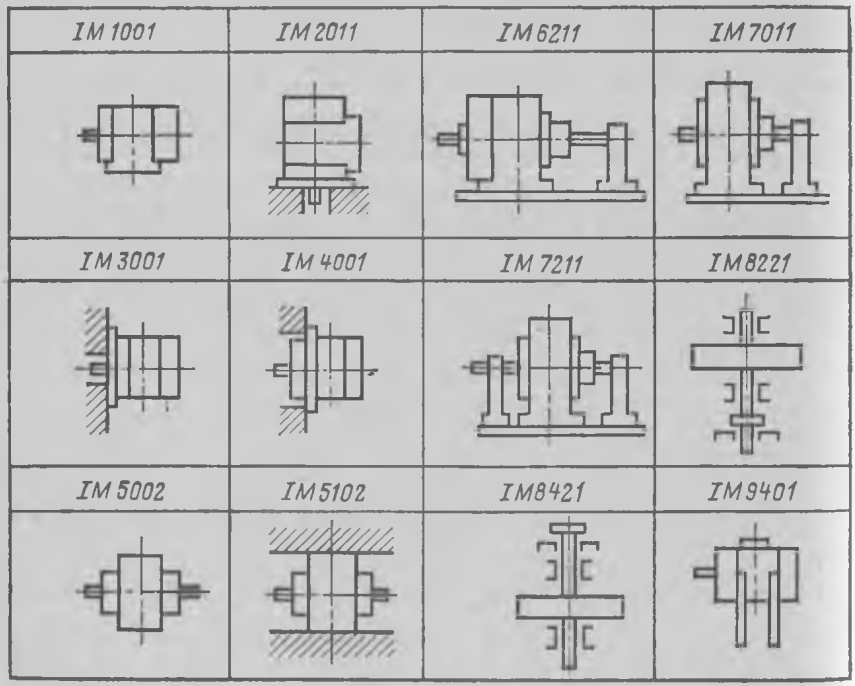


Рис. 33-1. Наиболее распространенные конструктивные исполнения электрических машин по способу крепления к фундаменту, расположению оси вала и конструкции подшипниковых узлов (см. табл. 33-2).

Пример условного обозначения электрической машины с двумя подшипниковыми щитами, на лапах, с горизонтальным валом и одним цилиндрическим концом вала: IM1001 СТ СЭВ 246-76.

Наиболее распространенные по конструктивному исполнению и способу монтажа виды электрических машин схематически изображены на рис. 33-1.

33-2. КОНСТРУКТИВНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ПО СПОСОБУ ЗАЩИТЫ ОТ ВНЕШНИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

По степени защиты персонала от соприкосновения с токоведущими и движущимися частями, находящимися внутри машины, и попадания посторонних тел внутрь машины, а также степени защиты от проникновения воды внутрь машины согласно ГОСТ 17494-72 имеются следующие исполнения (их характеристики и расшифровка обозначений даны в ГОСТ 14254-69).

1. Открытая электрическая машина (IP00 по ГОСТ 14254-69).

2. Защищенная от прикосновения и попадания посторонних предметов машина (IP10, IP20).

3. Каплезащищенная машина, защищенная от капель воды (IP01), от прикосновения и попадания посторонних предметов (IP11, IP21, IP12, IP22, IP13, IP23, IP43).

4. Машина, защищенная от брызг, прикосновения и попадания посторонних предметов (IP44, IP54).

5. Машина, защищенная от водяных струй, прикосновения, попадания посторонних предметов и вредных отложений пыли (IP55).

6. Машина, защищенная от захлестывания морской волной на палубе корабля, прикосновения, попадания посторонних предметов и вредных отложений пыли (IP56).

7. Машина, защищенная от проникновения воды внутрь при кратковременном погружении в воду (IP57).

8. Машина, защищенная от проникновения воды внутрь при неограниченно длительном погружении в воду (IP57).

Кроме того, выпускаются машины, предназначенные для работы во взрывоопасной среде и в особых климатических условиях.

9. Взрывозащищенная машина, предназначенная для работы во взрывоопасной среде и устроенная таким образом, что при взрыве газов внутри машины возникающее пламя не может проникнуть в окружающую среду.

10. Влагостойкая электрическая машина для работы при большой влажности.

11. Холодостойкая электрическая машина — для работы при возможном образовании инея.

12. Химостойкая машина — для работы при воздействии химических реагентов.

13. Тропикостойкая электрическая машина — для работы при возможном образовании плесневых грибов.

33-3. КОНСТРУКТИВНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ПО СПОСОБАМ ОХЛАЖДЕНИЯ

По способу охлаждения электрические машины могут быть классифицированы по нескольким признакам:

I. В зависимости от наличия или отсутствия вентилятора различают:

1) машины с естественным охлаждением, не имеющие специальных вентиляторов (циркуляция охлаждающего воздуха осуществляется за счет вентилирующего действия вращающихся частей машины и явления конвекции). Этот тип охлаждения применяется обычно в открытых машинах;

2) машины с искусственным охлаждением за счет вытяжной (рис. 33-2, *е*) или нагнетательной (рис. 33-2, *а*, *б*, *г*, *д*) вентиляции, в которых движение охлаждающего газа (обычно воздуха) или жидкости обеспечивается специальным вен-

тилятором. Машины с искусственным охлаждением могут быть подразделены на следующие группы:

а) машины с самовентиляцией, имеющие вентилятор на валу (защищенные или закрытые — рис. 33-2, *а*, *г*, *ж*);

б) машины с независимой вентиляцией, вентилятор которых приводится во вращение посторонним двигателем (обычно закрытые — рис. 33-2, *д*, *е*).

II. В зависимости от того, какие части в машинах с искусственным охлаждением обдуваются воздухом, различают:

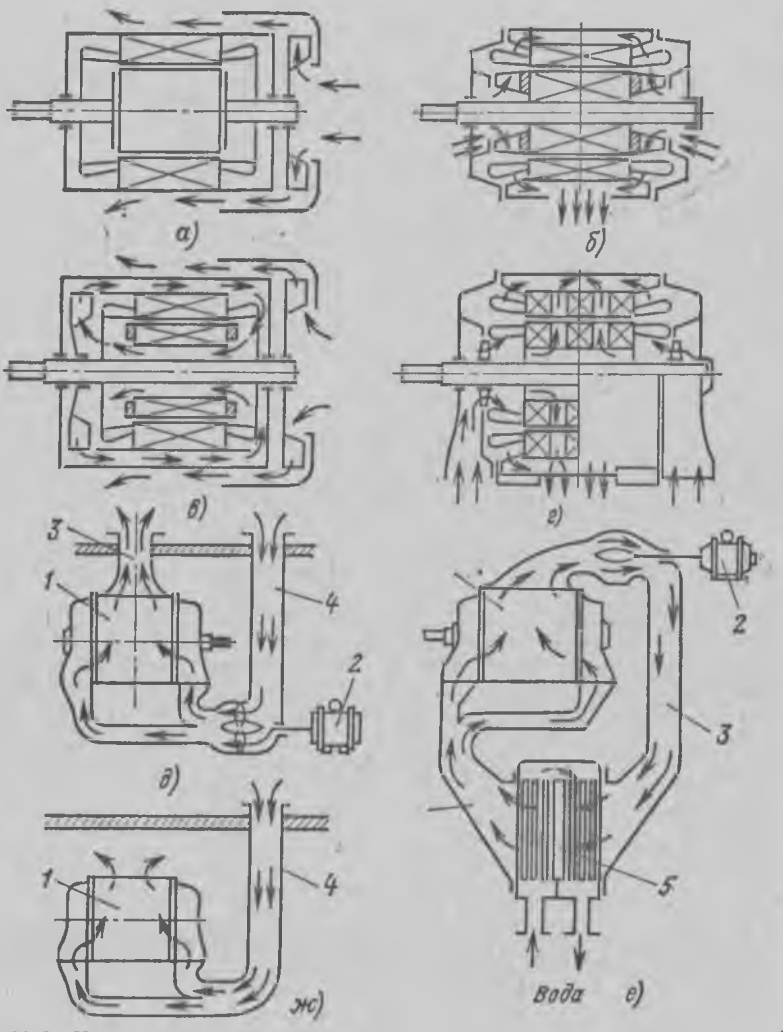


Рис. 33-2. Конструктивные схемы электрических машин с различными способами охлаждения

а — обдуваемая машина с самовентиляцией; *б* и *г* — продуваемая машина с самовентиляцией; *в* — обдуваемая машина с встроенным вентилятором; *д* — машина с разомкнутой нагнетательной независимой системой вентиляции, с забором воздуха снаружи по трубопроводу и выбросом наружу по трубопроводу; *е* — машина с замкнутой независимой системой вентиляции; *ж* — машина с разомкнутой системой самовентиляции с забором охлаждающего воздуха снаружи; *1* — охлаждаемая машина; *2* — двигатель независимого вентилятора; *3* — трубопровод для нагретого воздуха (газа); *4* — трубопровод для холодного воздуха (газа); *5* — газоохладитель, охлаждаемый водой.

1) обдуваемые машины (рис. 33-2, *а*) — закрытые машины, в которых осуществляется принудительное охлаждение только внешней наружной поверхности машины, иногда специально развитой при помощи выступающих ребер;

2) продуваемые машины (рис. 33-2, *б*, *г*, *ж*) — защищенные или закрытые машины, в которые воздух попадает извне, омывает нагретые поверхности активных частей (обмоток и магнитопровода) и затем выбрасывается наружу.

В обдуваемых закрытых машинах обычно при помощи встроенных вентиляторов усиливают циркуляцию воздуха внутри машины для интенсификации переноса тепла от активных частей, в которых выделяются потери, к частям, наружная поверхность которых охлаждается внешним обдувом (закрытые машины средней мощности для работы в пыльных помещениях, рис. 33-2, *в*).

III. В зависимости от направления движения охлаждающей среды относительно активных частей в машинах с внутренней вентиляцией различают:

1) машины с аксиальной вентиляцией (внутренняя вентиляция — рис. 33-2, *в*);

2) машины с аксиально-радиальной вентиляцией (рис. 33-2, *г*);

3) машины с радиальной вентиляцией (рис. 33-2, *б*).

IV. В зависимости от способа охлаждения нагретого в машине газа (обычно воздуха) различают:

1) машины с разомкнутой, или протяжной, системой вентиляции — защищенные или закрытые машины, в которых охлаждающий газ засасывается из окружающего помещения или снаружи и выбрасывается в окружающее помещение или наружу.

Для машин малой и средней мощности, работающих в просторных помещениях с чистым воздухом, источником и местом выброса охлаждающего воздуха является помещение, в котором установлена машина (рис. 33-2, *б*, *г*).

Забор воздуха снаружи (из атмосферы) по трубопроводу и выброс его в окружающее помещение применяются в закрытых машинах, работающих в помещениях с загрязненным воздухом (рис. 33-2, *ж*).

Забор воздуха из окружающего помещения и выброс наружу по трубопроводу применяется в мощных машинах во избежание чрезмерного нагрева помещения.

Забор воздуха снаружи (из атмосферы) по трубопроводу и выброс его наружу по трубопроводу применяются в крупных машинах (например, гидрогенераторах), установленных в местностях с чистым воздухом, во избежание чрезмерного нагрева воздуха в помещении и движения его с большой скоростью (рис. 33-2, *д*);

2) машины с замкнутой системой вентиляции — закрытые машины, в которых циркулирует постоянный объем воздуха или другого газа, например водорода, охлаждаемого в газоохладителе водой (рис. 33-2, *е*); газоохладитель иногда встраивается в машину.

V. В зависимости от того, какое вещество применено в качестве охлаждающей среды, различают машины с воздушным, водородным, масляным и водяным охлаждением. В одной машине могут быть применены одновременно несколько охлаждающих веществ (например, водородное охлаждение ротора и масляное охлаждение статора турбогенератора).

Если охлаждение обеспечивается за счет испарения жидкости, то система охлаждения называется испарительной.

VI. В зависимости от способа охлаждения обмоток различают:

1) машины с косвенным (поверхностным) охлаждением, при котором охлаждающий газ или жидкость непосредственно не соприкасаются с проводниками обмотки;

2) машины с непосредственным (внутренним) охлаждением, при котором охлаждающий газ или жидкость либо соприкасается с проводниками обмотки, либо протекает по специальным охлаждающим каналам, выполненным в виде встроенных в обмотку тонкостенных коробок из немагнитного материала, покрытых тонким слоем изоляции. Система внутреннего охлаждения применяется в высокоиспользованных электрических машинах большой мощности (например, крупные турбо- и гидрогенераторы; особо мощные и уникальные асинхронные короткозамкнутые двигатели, § 62-1).

33-4. ИСПОЛНЕНИЯ МАШИН ПО УРОВНЮ ШУМА

По уровню шума (звука) при работе электрические машины условно разделяются на следующие группы:

бесшумные машины — при $D < 35$ дБ по шкале А;

малошумные машины — при $35 < D < 55$ дБ;

нормальные машины — при $55 < D < 75$ дБ.

С целью уменьшения уровня общего шума машины воздействуют на его отдельные составляющие:

а) вентиляционный шум, возбуждаемый аэродинамическими факторами, причиной которого является создаваемое ротором и вентилятором турбулентное движение окружающего газа (воздуха, водорода);

б) магнитный шум, возбуждаемый колебаниями статора и ротора под действием электромагнитных сил;

в) механический шум, возбуждаемый вибрациями подшипников и других частей машины, включая их фундамент.

Примечание: уровень звука (шума) измеряется в децибелах (дБ) и определяется по формуле

$$D = 10 \log \frac{I}{I_0} = 20 \log \frac{p}{p_0},$$

в которой I — сила звука;

p — звуковое давление;

$I_0 = 10^{-12}$ Вт/м^2 и $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па соответствуют порогу восприятия человеческого уха.

33-5. ОСНОВНЫЕ СТАНДАРТЫ НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Изготовляемые электрические машины должны быть взаимозаменяемыми и иметь в возможно большей степени унифицированные присоединительные размеры, обозначения выводов, шкалы номинальных мощностей, номинальных напряжений и номинальных частот вращения. Присоединительные размеры (высоты осей вращения, размеры концов валов, размеры мест крепления) стандартизованы ГОСТ 12126-71, 8592-71, 13267-73, 12080-66, 12081-72 (см. ниже перечень стандартов [13] (§ 15-9, 15-10, 15-11)). Обозначения выводов даны в [13] (§ 15-7), составленном по ГОСТ 183-74.

Шкала номинальных мощностей электрических машин до 10 000 кВт установлена ГОСТ 12139-74. Шкала номинальных частот вращения дана в [13] (§ 15-8), составленном по ГОСТ 10683-73.

Основные технические требования, которым должны соответствовать электрические машины всех видов и исполнений, формулируются в следующих стандартах.

ГОСТ 183-74 Машины электрические. Общие технические требования.

ГОСТ 12139-74 Машины электрические мощностью до 10 000 кВт. Ряды номинальных мощностей.

ГОСТ 10683-73 Машины электрические. Номинальные скорости вращения и допускаемые отклонения.

ГОСТ 12126-71 Машины электрические малой мощности. Установочно-присоединительные размеры. Конструкции и размеры мест крепления.

ГОСТ 8592-71 Машины электрические. Допуски на установочно-присоединительные размеры.

ГОСТ 12327-66 Машины электрические. Остаточные неуравновешенности роторов. Нормы и методы измерений.

ГОСТ 13267-73 Машины электрические и непосредственно соединяемые с ними неэлектрические. Высоты оси вращения. Размеры.

ГОСТ 2479-65 Машины электрические. Формы исполнения и их условные обозначения.

ГОСТ 4541-70 Машины электрические. Обозначения габаритных и установочных размеров.

ГОСТ 12080-66 Концы валов цилиндрические.
ГОСТ 12081-72 Концы валов конические.
ГОСТ 16372-70 Машины электрические вращающиеся. Допустимые уровни шума.
СТ СЭВ 169-75 Машины электрические. Виды. Термины и определения.

Стандарты, в которых дополнительно формулируются требования к отдельным видам электрических машин, указываются в соответствующих главах.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

34-1. МЕХАНИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ДЕТАЛЕЙ, ПО КОТОРЫМ ПЕРЕДАЕТСЯ МЕХАНИЧЕСКАЯ МОЩНОСТЬ

Электрическая машина должна быть сконструирована таким образом, чтобы все ее детали обладали достаточной механической прочностью и правильно выбранной жесткостью, при которых они могут воспринять без повреждений воздействующие на них силы при допустимых деформациях. Прочность и жесткость деталей машины проверяются при механическом расчете, который сводится к определению механических напряжений и деформаций деталей под действием сил или моментов той или иной природы (механических, центробежных, электромагнитных).

Рассмотрим сначала механический расчет деталей, по которым передается поток механической мощности.

Поток механической мощности передается к зоне преобразования, где он превращается в электрическую мощность (рис. 32-1) через цепочку сопряженных деталей, в которую входят полумуфта *9*, вал *17*, ярмо ротора *18* и полюса *3*. Разберем подробнее природу образования потока механической мощности вдоль вала машины. В установившемся режиме (например, режиме генератора) на вал действуют взаимно уравновешенные вращающие моменты: внешний момент $M_в$ (стрелка *53*), приложенный к его правой стороне и направленный в сторону вращения, и электромагнитный момент M (стрелки *54*), переданный через ярмо ротора и направленный в противоположную сторону. Элемент вала вблизи сечения *1-1* показан крупнее на рис. 34-1.

Воздействие этих вращающих моментов приводит вал в механически напряженное состояние. Вращающий момент от части вала, расположенной левее сечения *1-1*, передается к правой части вала через касательные механические напряжения τ_γ, приложенные к элементам dS этого сечения. Напряжения пропорциональны расстоянию элемента $dS = (R\,d\gamma)\,dR$ от оси вала R и достигают наибольшего значения τ_0 на его наружной поверхности:

$$\tau_\gamma = -\tau_0 R/R_0.$$

Сумма элементарных вращающих моментов $dM = R\,|\,\tau_\gamma\,dS\,|$ должна быть равна вращающему моменту M:

$$M = \int\limits_{S_{I-I}} dM = \frac{\tau_0}{R_0} \int\limits_0^{2\pi} d\gamma \int\limits_0^{R_0} R\,dR = \tau_0 \left| \frac{\pi R_0^3}{2} \right|.$$

Касательное напряжение на наружной поверхности вала

$$\tau_0 = \frac{M}{\pi R_0^3/2}, \qquad (34\text{-}1)$$

где $\pi R_0^3/2$ — момент сопротивления сечения при кручении.

Это напряжение в номинальном режиме не должно превосходить допустимых напряжений для материала вала, и в зависимости от марки стали и условий работы выбирается в пределах от 40 до 100 МПа *.

Поток механической мощности через единицу поверхности сечения вращающегося тела (например, сечения *I-I* вала) определяется проекцией вектора Умова на внешнюю нормаль к этой поверхности.

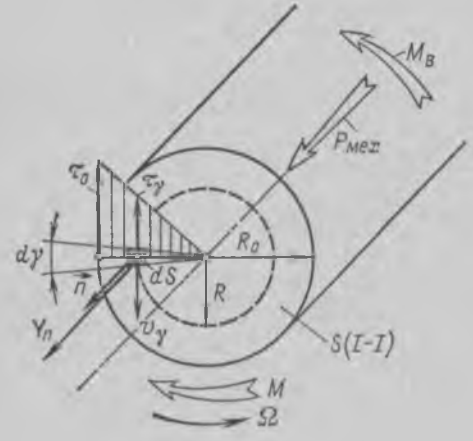


Рис. 34-1. Поток механической мощности, передаваемый вращающимся валом

Эта проекция вектора Умова определяется произведением тангенциальной составляющей τ_γ механического напряжения в данном элементе поверхности dS на тангенциальную составляющую $v_\gamma = R\Omega$ линейной скорости перемещения элемента

$$\gamma_n = -v_\gamma \tau_\gamma = \frac{2R^2\Omega M}{\pi R_0^4}.$$

Полный поток мощности $P_{мех}$ через поверхность S, отделяющую одну часть вращающегося тела от другой, определяется путем суммирования элементарных потоков мощности $\gamma_n\,dS$ по всей поверхности S.

Нетрудно убедиться в том, что поток вектора Умова через сечение вала

$$P_{мех} = \int\limits_S \gamma_n\,dS = \int\limits_0^{2\pi} d\gamma \int\limits_0^{R_0} \gamma_n R\,dR = M\Omega$$

равен передаваемой через вал механической мощности $M_в\Omega$.

---

* 1 МПа = 10^6 Н/м^2.

34-2. РАСЧЕТ КРЕПЛЕНИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ЭЛЕМЕНТОВ РОТОРА

При работе машины на вращающиеся элементы ротора (полюсы, зубцы магнитопровода, катушки обмоток) действуют радиально направленные центробежные силы

$$C = mR\Omega^2, \tag{34-2}$$

где m — масса элемента;
R — радиус его центра тяжести;
Ω — угловая скорость ротора.

В формуле $R\Omega^2$ — центростремительное ускорение.

Крепление элемента должно без повреждений выдерживать центробежную силу, возникающую при повышенной частоте вращения $n_п$. [В формуле (34-2) угловая скорость ротора $\Omega = 2\pi n_п/60$.]

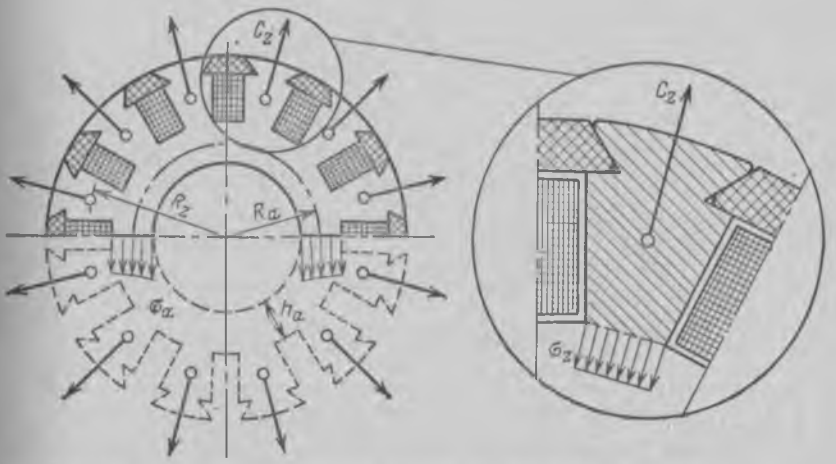


Рис. 34-2. Напряжения в элементах ротора от центробежных сил

Так, сечение зубца $b_Z l_Z$ в месте его сопряжения с ярмом (рис. 34-2) должно быть выбрано таким образом, чтобы напряжение растяжения $\sigma_Z = C_Z/b_Z l_Z$ от центробежных сил C_Z, действующих на зубец и передаваемых от обмотки на зубец, не превосходило допустимых (для сплошных зубцов до 0,5 предела текучести материала).

На ярмо ротора действуют собственная центробежная сила

$$C_a = m_a R_a \Omega^2$$

и сумма центробежных сил зубцов

$$\Sigma C_Z = ZC_Z = Zm_Z R_Z \Omega^2,$$

где m_a, m_Z — массы ярма и зубца;
R_a, R_Z — расстояния от оси вращения соответственно до центра тяжести элемента ярма и до центра тяжести зубца;
Z — число зубцов.

Выделим часть ротора, показанную сплошными линиями на рис. 34-2, и рассмотрим уравнение равновесия равномерно распределенных по окружности центробежных сил C_a и ZC_Z и сил тяжения $2\sigma_a h_a l_a$ со стороны части ротора, показанной пунктиром. На элемент ярма в пределах угла $d\gamma$ действует центробежная сила

$$\frac{C_a + ZC_Z}{2\pi} d\gamma.$$

Проекция этой силы на вертикальную ось $\frac{C_a + ZC_Z}{2\pi} \cos\gamma \, d\gamma$.

Суммируя проекции элементарных центробежных сил в пределах верхней части ротора, получим:

$$\int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \frac{C_a + ZC_Z}{2\pi} \cos\gamma \, d\gamma = 2\sigma_a h_a l_a;$$

$$\sigma_a = \frac{C_a + ZC_Z}{2\pi h_a l_a}.$$

Из формулы видно, что сила, растягивающая ярмо и приходящаяся на сечение $h_a l_a$, в 2π раз меньше суммарной центробежной силы $C_a + ZC_Z$. Напряжение растяжения в ярме σ_a не должно превышать допустимого значения (не более 0,7—0,9 предела текучести).

34-3. РАСЧЕТ ВАЛА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СИЛ ВЕСА РОТОРА И МАГНИТНОГО ПРИТЯЖЕНИЯ

Рассмотрим машину с горизонтальным валом, имеющим диаметр $2R_0$ (рис. 34-3). Предположим, что ротор располагается посередине между подшипниками, расстояние между которыми равно l. Зная вес ротора G, можно найти прогиб вала по середине его длины [7]:

$$y_G = \frac{G}{K}, \qquad (34\text{-}3)$$

где $K = 48EJ/l^3$ — жесткость вала при деформации изгиба;

$E = 2{,}06 \cdot 10^{11}$ Па — модуль упругости для стальных валов;

$J = \pi R_0^4/4$ — экваториальный момент инерции сечения вала.

В зазоре возбужденной машины существует магнитное поле и на каждый элемент наружной поверхности ротора dS действует дополнительная сила магнитного тяжения $T_n \, dS$, пропорциональная удельной силе магнитного тяжения (§ 29-3):

$$T_n = B^2/2\mu_0, \qquad (34\text{-}4)$$

где B — индукция в зазоре на поверхности ротора;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная.

При концентричном расположении ротора, когда зазор по всей окружности одинаков и равен δ, силы магнитного тяжения, прило-

женные к диаметрально расположенным элементам ротора, взаимно уравновешиваются (при периодическом поле индукции в этих элементах одинаковы).

При эксцентричном расположении ротора, когда его ось смещена по отношению к оси статора на расстояние e_0 и зазор изменяется в пределах от $\delta_{max} = \delta + e_0$ до $\delta_{min} = \delta - e_0$ (рис. 34-3), индукция в диаметрально расположенных точках не одинакова.

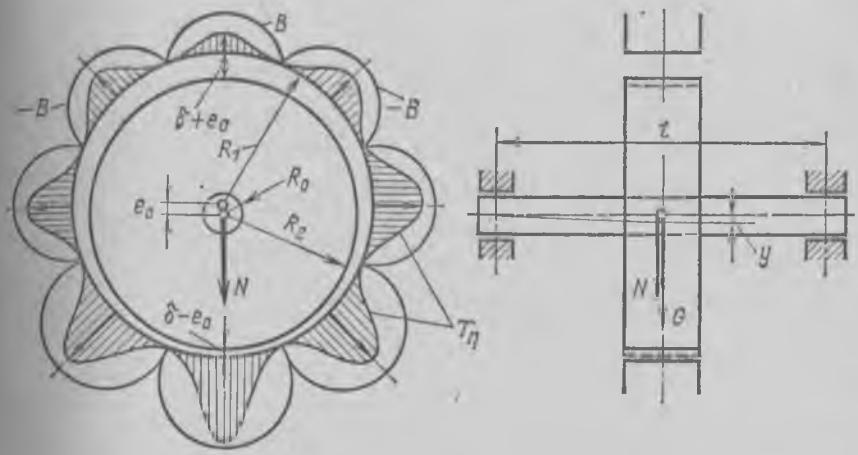


Рис. 34-3. Прогиб вала под действием силы веса и силы магнитного притяжения

Магнитодвижущая сила обмоток в этом случае по-прежнему представляется периодической кривой, а амплитуда индукции оказывается обратно пропорциональной зазору:

$$B_{max} = \frac{F_1 \mu_0}{(\delta - e_0) k_\delta};$$

$$B_{min} = \frac{F_1 \mu_0}{(\delta + e_0) k_\delta}.$$

Распределение индукции B в зазоре четырехпериодной машины показано на рис. 34-3. Там же дана удельная сила магнитного тяжения T_n.

Видно, что удельные силы магнитного тяжения, действующие на нижнюю половину ротора, больше, чем силы, действующие на верхнюю половину ротора, и при суммировании этих сил оказывается, что к ротору приложена односторонняя сила радиального магнитного притяжения

$$N_0 = K_0 e_0, \qquad (34\text{-}5)$$

где $K_0 = \frac{\pi}{2}\left(\frac{B_\delta^2}{2\mu_0}\right)\frac{Dl}{\delta} = 3 \cdot 10^5 \frac{Dl_\delta}{\delta}$ — удельная сила магнитного одностороннего притяжения при средней амплитуде индукции в зазоре около 0,7 Тл;

D — диаметр ротора;
l_δ — расчетная длина;
δ — средний зазор.

Наиболее неблагоприятен случай, когда ротор смещен вертикально вниз и сила магнитного притяжения N_0 совпадает по направлению с силой веса ротора G.

Под действием силы одностороннего магнитного притяжения ротор еще более смещается вниз, эксцентриситет увеличивается, возрастает и сама сила одностороннего притяжения. В конечном счете устанавливается такая сила одностороннего притяжения $N = K_0 (e_0 + y)$, и прогиб y (34-5), при которых эта сила и сила веса уравновешиваются силой реакции деформированного вала yK [см. ур. (34-3)].

$$N + G = yK;$$

$$K_0 (e_0 + y) + G = yK.$$

Решая уравнение, найдем установившийся прогиб вала:

$$y = \frac{K_0 e_0 + G}{K - K_0}. \qquad (34\text{-}6)$$

Размеры вала должны выбираться таким образом, чтобы он обладал достаточной жесткостью K, а его прогиб составлял не более 10% зазора ($y \leqslant 0{,}1\delta$). Начальный эксцентриситет, вызванный неточностью сборки и износом подшипников, принимается равным 10% зазора. Кроме того, вал должен быть проверен на прочность под действием изгибающего момента от сил $N = K_0 (e_0 + y)$ и G. Напряжение в валу от этого изгибающего момента

$$\sigma = \frac{(N + G) l}{4 W_э}, \qquad (34\text{-}7)$$

где $W_э = \pi R_ш^3/4$ — экваториальный момент сопротивления.

При вращении вала это напряжение изменяется циклично с частотой вращения вала. Поэтому допустимое напряжение выбирается с учетом усталостных явлений и не должно превосходить $80 \cdot 10^6$ Па для Ст. 5 (примерно 50% предела усталости при растяжении).

При расчете вала необходимо определить так называемую критическую угловую скорость вращения вала $\Omega_к$, которая совпадает с угловой частотой собственных поперечных (изгибных) колебаний вала и при которой наступает явление резонанса.

Частота собственных поперечных колебаний вала возрастает с увеличением жесткости вала K (34-3) и падает с увеличением массы ротора m. С увеличением одностороннего магнитного притяжения эта частота снижается. Как показано в [7], частота собственных колебаний вала определяется прогибом вала (34-6) под дейст-

вием сил веса и магнитного притяжения [1]:

$$f_к = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{g}{y}}.$$

Эта частота совпадает с частотой вращения f при критической угловой скорости

$$\Omega_к = 2\pi f_к = \sqrt{\frac{g}{y}}. \qquad (34\text{-}8)$$

Возникающие при этой частоте вращения резонансные колебания вала могут иметь недопустимо большие амплитуды. Поэтому жесткость вала K (34-3) должна быть выбрана таким образом, чтобы критическая частота вращения не менее чем на 30% отличалась от номинальной.

Более подробно механические расчеты электрических машин изложены в [39, 40].

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ПЯТАЯ
ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ

35-1. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

Преобразование энергии в электрической машине неизбежно связано с потерями, выделяющимися в виде теплоты (тепловой энергии) в ее активных, а также конструктивных частях. Для удаления выделяющейся теплоты за пределы машины предусматривается охлаждение с помощью охлаждающего агента (газа или жидкости), который непрерывно прогоняется сквозь машину.

Система охлаждения машины состоит из каналов внутри машины, по которым перемещается охлаждающая среда (газ или жидкость), и вентилятора или насоса, который создает напор, необходимый для циркуляции охлаждающей среды. В замкнутых системах охлаждения, в которых циркулирует постоянное количество газа (или жидкости), имеются также теплообменники-охладители, предназначенные для охлаждения газа (или жидкости) и удаления теплоты во внешнюю среду.

Типичная система охлаждения электрической машины представлена на рис. 35-1. Холодный газ (чаще всего воздух), имеющий температуру Θ_1, поступает в машину с левой стороны и проходит через нее в осевом направлении через зазор между статором и ротором и каналы *6*. Перемещаясь внутри машины, газ омывает нагретые части машины (проводники обмоток *1*, *2* и магнитопроводы *3*, *4*) и постепенно нагревается за счет тепла, которое передается ему от нагретых частей (потоки тепла показаны стрелками *8*, *9*, *10* и т. д.).

[1] Формула пригодна для горизонтального и вертикального расположения оси вала.

Таблица 35-1

Объемные удельные теплоемкости и плотности некоторых газов и жидкостей

Вещество	c_v, Дж/(м³·°С)	γ, кг/м³
Воздух (0°С; 10^5 Па)	$1{,}1 \cdot 10^3$	1,29
Водород (0°С; 10^5 Па)	$1{,}1 \cdot 10^3$	0,0898
Вода при 15°С	$4{,}14 \cdot 10^6$	999
Масло трансформаторное при 15°С	$1{,}54 \cdot 10^6$	850

Увеличение температуры газа при движении по охлаждающему тракту может быть выражено через расход газа (жидкости) Q и его объемную удельную теплоемкость c_v, Дж/(°С·м³) (см. табл. 35-1)

$$\Theta_2 - \Theta_1 = \frac{\Sigma P_i}{c_v Q},$$

где ΣP_i — суммарные средние потери, удаляемые охлаждающим газом.

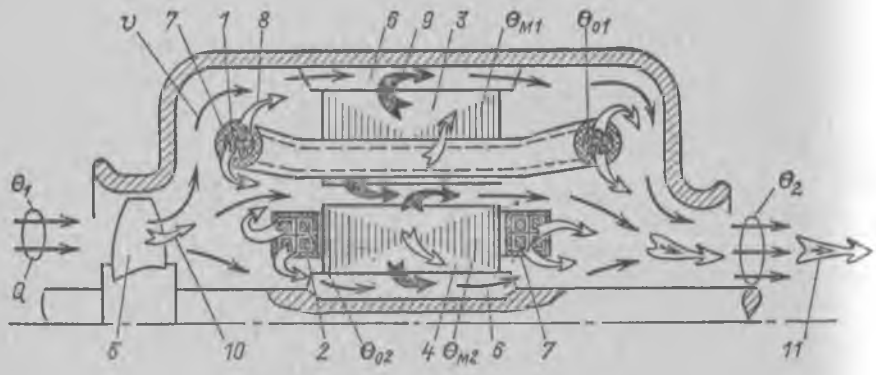


Рис. 35-1. Схема системы охлаждения электрической машины

1 — проводник обмотки статора; *2* — проводник обмотки ротора; *3* — магнитопровод статора; *4* — магнитопровод ротора; *5* — вентилятор, осуществляющий циркуляцию охлаждающего газа через машину; *6* — каналы для циркуляции охлаждающего газа; *7* — корпусная изоляция обмоток статора и ротора; *8* — электрические потери в обмотке, выделяющиеся в виде тепла (незатушеванные стрелки); *9* — потери на перемагничивание магнитопроводов, выделяющиеся в виде тепла (затушеванные стрелки); *10* — механические потери на трение вращающихся частей (заштрихованные стрелки); *11* — потери, удаляемые охлаждающим газом; Q — расход охлаждающего газа; Θ_1, Θ_2 — температуры охлаждающего газа соответственно на входе и на выходе из машины; Θ_{01}, Θ_{02}, $\Theta_{м1}$, $\Theta_{м2}$ — температуры проводов обмотки статора и ротора, магнитопроводов статора и ротора; v — скорость и направление движения охлаждающего газа.

Необходимый для циркуляции газа напор создается вентилятором *5*, который может быть укреплен на валу машины. В установившемся тепловом режиме температуры (Θ_{01}, Θ_{02}, $\Theta_{м1}$, $\Theta_{м2}$, на рис. 35-1) частей, в которых выделяются потери, настолько превышают температуру охлаждающего агента, что все тепло, выделяющееся в этих частях, передается охлаждающей среде и удаляется вместе с ней из машины.

Определение температур частей машины, в которых выделяются потери (обмоток, магнитопровода), является предметом теплового расчета машины.

35-2. ПЕРЕДАЧА ТЕПЛА ОТ НАГРЕТОГО ТЕЛА К ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЕ

В основу теплового расчета машины положены законы термодинамики. Пусть температура тела равна Θ, температура охлаждающей среды Θ_0, тогда превышение температуры тела над охлаждающей средой

$$\Delta\Theta = \Theta - \Theta_0.$$

Мощность теплового потока P_R (т. е. количество тепловой энергии, передаваемой от тела к среде в единицу времени), как установлено опытным путем, пропорциональна превышению температуры тела над средой и обратно пропорциональна тепловому сопротивлению R, °С/Вт, между телом и охлаждающей средой

$$P_R = \Delta\Theta / R. \qquad (35\text{-}1)$$

Если теплота передается путем теплопроводности через оболочку, охватывающую тело (твердую, жидкую или газообразную), то тепловое сопротивление оболочки

$$R_\lambda = \delta / S\lambda, \qquad (35\text{-}2)$$

где λ — теплопроводность материала оболочки,

S — поверхность оболочки, через которую проходит тепловой поток;

δ — толщина оболочки в направлении теплового потока.

Тепловое сопротивление многослойной оболочки определяется как сумма сопротивлений ее слоев

$$R_\lambda = R_{\lambda 1} + R_{\lambda 2} + \ldots = \frac{\delta_1}{S_1\lambda_1} + \frac{\delta_2}{S_2\lambda_2} + \ldots$$

Тепловое сопротивление оболочки изменяется в широких пределах в зависимости от теплопроводности материала, из которого она образована (см. табл. 35-2). Как видно из таблицы, теплопроводность металлов [для меди 385 Вт/(м·°С); для электротехнической стали 20 45 Вт/(м·°С)] существенно превышает теплопроводность изоляционных материалов [0,1—0,2 Вт/(м·°С)]. Особенно малой теплопроводностью обладают неподвижные газы в тонких слоях [для воздуха 0,025 Вт/(м·°С)].

Таблица 35-2

Теплопроводность некоторых материалов

Материал	λ, Вт/(м·°С)	Материал	λ, Вт/(м·°С)
Медь	385	Электроизоляционный картон	0,17
Алюминий	200	Стекло	0,11
Сталь электротехническая (вдоль слоев)	20—45	Изоляция паза (класс В)	0,16
Сталь электротехническая лакированная (поперек слоев)	1,2—1,5	Трансформаторное масло	0,12—0,17
Слюда	0,36	Неподвижный воздух (в тонких слоях)	0,025
Асбест	0,2	Водород в тех же условиях	0,017

Тепловое сопротивление при переходе тепла от оболочки нагретого тела к охлаждающей среде (газу, жидкости)

$$R_\alpha = 1/\alpha_v S \tag{35-3}$$

обратно пропорционально коэффициенту теплопередачи α_v и площади охлаждаемой поверхности S.

Коэффициент теплопередачи α_v зависит от свойств среды (ее плотности и вязкости), скорости перемещения среды v и характера движения среды в канале, примыкающем к оболочке.

Коэффициент теплопередачи для жидкой охлаждающей среды значительно выше, чем для газообразной. С ростом скорости коэффициент теплопередачи возрастает, причем особенно заметно он увеличивается при переходе от ламинарного движения среды к турбулентному.

При ориентировочных тепловых расчетах электрических машин с воздушным охлаждением коэффициент теплопередачи можно определять по формуле

$$\alpha_v = \alpha(1 + k\sqrt{v}), \tag{35-4}$$

где α — коэффициент теплопередачи путем лучеиспускания и конвекции в спокойном воздухе ($v = 0$), Вт/(м^2·°С), зависящий от свойств охлаждаемой поверхности. Для лакированных поверхностей $\alpha = 12 \div 16$ Вт/(м^2·°С), для чистых металлических поверхностей $\alpha = 8 \div 11$ Вт/(м^2·°С); v — скорость воздуха, м/с.

Коэффициент интенсивности обдувания k зависит от равномерности обдувания поверхности, ее формы и т. д. Для охлаждаемых поверхностей в электрических машинах он в среднем равен 0,8.

При использовании в качестве охлаждающей среды водорода коэффициент теплопередачи удается увеличить примерно в 1,35 раза по сравнению с воздухом; при охлаждении дистиллированной водой коэффициент теплопередачи может быть увеличен в 30—60 раз.

Общее тепловое сопротивление между нагретым телом и охлаждающей средой складывается из сопротивления оболочки R_λ и сопротивления при переходе тепла от оболочки к охлаждающей среде R_α:

$$R = R_\lambda + R_\alpha. \tag{35-5}$$

35-3. НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТВЕРДОГО ТЕЛА

С точки зрения тепловых явлений электрическая машина представляет собой сложную совокупность твердых тел с источниками теплоты. Для того чтобы понять явления, происходящие в машине, рассмотрим сначала процесс нагревания однородного твердого тела, в котором выделяются потери P.

Допустим, что теплопроводность самого тела бесконечно велика ($\lambda_т = \infty$), тогда все точки поверхности этого тела будут иметь одинаковую температуру Θ и одинаковое превышение температуры над охлаждающей средой $\Delta\Theta = \Theta - \Theta_0 = \Theta$ (температура охлаждающей среды для упрощения записи считается равной нулю, $\Theta_0 = 0$). Рассмотрим баланс тепловой энергии в теле (рис. 35-2). Тепловая энергия, выделяющаяся в теле за время dt и равная $P\,dt$, частично аккумулируется в теле при повышении его температуры на $d\Theta$, частично передается охлаждающей среде через тепловое сопротивление

$$R = R_\lambda + R_\alpha = \frac{\delta}{S\lambda} + \frac{1}{\alpha_v S}.$$

Если тело имеет массу m и удельную теплоемкость c (табл. 35-3), то для его нагревания на $d\Theta$ требуется тепло $mc\,d\Theta$. При превышении температуры тела над охлаждающей средой Θ этой среде передается за время dt тепло $P_K\,dt = \frac{\Theta}{R}\,dt$

(35-1). Записав условие сохранения энергии, получим дифференциальное уравнение нагревания тела

$$P\,dt = mc\,d\Theta + \frac{\Theta}{R}\,dt. \qquad (35\text{-}6)$$

Найдем сначала установившееся превышение температуры $\Theta = \Theta_\infty$, при котором все тепло, выделяющееся в теле, передается через сопротивление R и дальнейшее повышение температуры тела прекращается $d\Theta = 0$ (эта температура теоретически достигается через бесконечно большое время $t = \infty$). При этих условиях из (35-6) получим:

$$\Theta_\infty = PR. \qquad (35\text{-}7)$$

Это означает, что установившееся превышение температуры тем больше, чем больше потери и чем хуже условия отдачи тепла (чем больше тепловое сопротивление R).

Умножим обе части (35-6) на R и используем (35-7), тогда

$$\Theta_\infty\,dt = T\,d\Theta + \Theta\,dt. \qquad (35\text{-}8)$$

В этом уравнении величина

$$T = mcR = \frac{mc\Theta_\infty}{P}, \qquad (35\text{-}9)$$

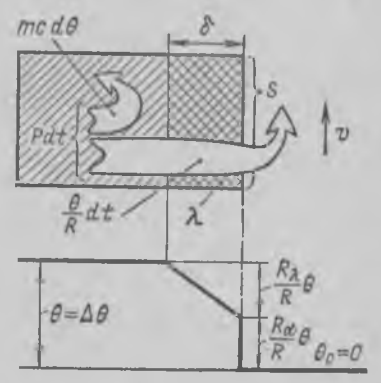


Рис. 35-2. Нагревание твердого тела

имеющая размерность времени $\left[\text{кг}\,\frac{\text{Дж}}{\text{кг}\cdot{}^\circ\text{C}}\times\right.$ $\left.\times\,\frac{{}^\circ\text{C}}{\text{Вт}} = \text{с}\right]$, называется постоянной времени нагревания тела. Постоянная времени тем больше, чем больше теплоемкость тела mc и чем хуже условия охлаждения (чем больше R). В (35-9) числитель $mc\Theta_\infty$ — тепло, аккумулированное в теле при достижении температуры Θ_∞. Поэтому постоянная T в соответствии с (35-9) может пониматься как время, в течение которого тело достигло бы установившегося значения Θ_∞, если бы все потери P шли на нагревание тела, а передача тепла в охлаждающую среду отсутствовала.

Таблица 35-3

Удельная теплоемкость некоторых материалов

Материал	c, Дж/(кг·°С)	Материал	c, Дж/(кг·°С)
Медь	390	Асбест	840
Алюминий	240	Масло трансформаторное	1750
Сталь	480	Стекло	850
Миканит	925		

Займемся теперь процессом нагревания тела. Предположим, что при $t = 0$ начальное превышение температуры тела над средой равно $\Theta = \Theta_н$. Разделив переменные в (35-8) и приведя его к виду $\frac{dt}{T} = \frac{d\Theta}{\Theta_\infty - \Theta}$, получим после интегрирования

$$\frac{t}{T} = -\ln(\Theta_\infty - \Theta) + K. \qquad (35\text{-}10)$$

Учтя начальное условие ($\Theta = \Theta_н$ при $t = 0$), найдем $K = \ln(\Theta_\infty - \Theta_н)$. После подстановки постоянной K в (35-10) получим зависимость превышения температуры от времени:

$$\Theta = \Theta_\infty (1 - e^{-t/T}) + \Theta_н e^{-t/T}. \qquad (35\text{-}11)$$

Рассмотрим два важных частных случая. На рис. 35-3, *а* представлена кривая Θ при нагревании тела в случае $\Theta_н = 0$, когда уравнение нагревания имеет вид:

$$\Theta = \Theta_\infty (1 - e^{-t/T}).$$

На рис. 35-3, *б* изображена кривая охлаждения тела, в котором нет выделения тепла $P = 0$, $\Theta_\infty = 0$, имеющего при $t = 0$ превышение температуры $\Theta = \Theta_н$. В этом случае охлаждение тела происходит в соответствии с уравнением

$$\Theta = \Theta_н e^{-t/T}.$$

Из (35-11) видно, что в общем случае превышение температуры определяется суммой двух членов, один из которых включает Θ_∞, другой $\Theta_н$. Если потери в теле таковы, что $\Theta_\infty > \Theta_н$, то происходит нагревание тела (рис. 35-3, *в*); если $\Theta_\infty < \Theta_н$, то происходит охлаждение (рис, 35-3, *г*).

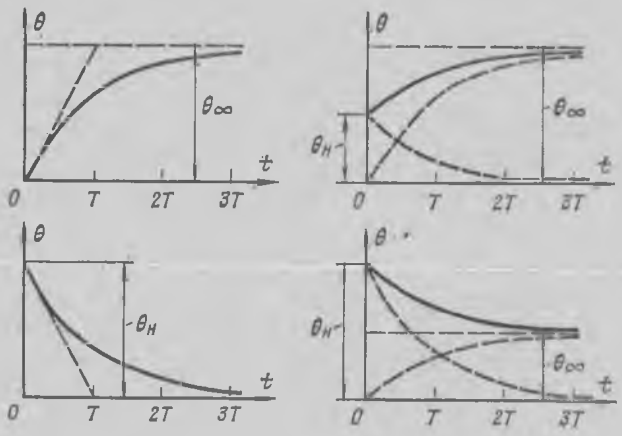


Рис. 35-3. Кривые нагревания и охлаждения твердого тела

Изменение температуры частей во времени приходится рассчитывать в машинах, предназначенных для кратковременных и повторно-кратковременных режимов работы [13, § 15-1]. В машинах, номинальный режим которых длителен, можно ограничиться расчетом установившихся температур активных частей.

35-4. РАСЧЕТ УСТАНОВИВШИХСЯ ТЕМПЕРАТУР АКТИВНЫХ ЧАСТЕЙ

Расчет температуры производится с помощью системы уравнений теплопередачи вида (35-7), составленных с учетом возможных путей прохождения тепловых потоков от нагретых частей, к охлаждающей среде.

Предполагаются известными потери, выделяющиеся в машине, тепловые сопротивления на путях передачи этих потерь, расход

охлаждающей среды Q (см. выше), скорости движения охлаждающей среды около охлаждаемых поверхностей v; соответствующие коэффициенты теплопередачи α_v. Должна быть также задана температура охлаждающей среды на входе в систему охлаждения (для машин общего применения [13, § 15-4], $\Theta_1 = 40°C$).

Удобным инструментом для определения установившихся температур является схема тепловых цепей машины, включающая в себя источники тепла и тепловые сопротивления элементов, по которым передаются потоки тепла от нагретых частей к охлаждающей среде.

Эта схема составляется по аналогии со схемами электрических цепей и аналогии уравнения теплопередачи (35-7) уравнению напряжений Ома. Тепловое сопротивление R играет в ней роль электрического сопротивления, мощность тепловых потоков P играет роль электрических токов, установившееся превышение температуры играет роль напряжения.

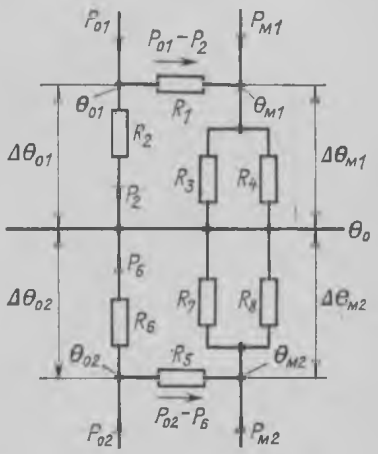


Рис. 35-4. Тепловая схема электрической машины.

В качестве примера составим тепловую схему машины по рис. 35-1 и найдем с ее помощью установившиеся температуры активных частей. Схема показана на рис. 35-4. В верхней ее части представлены тепловые потоки из статора, в нижней — из ротора. Тепловой потенциал ее средней линии равен средней температуре охлаждающей среды

$$\Theta_0 = \frac{\Theta_1 + \Theta_2}{2} = \Theta_1 + \frac{\Sigma P_i}{2c_v Q}. \qquad (35\text{-}12)$$

В этой схеме: P_{01}, $P_{м1}$ — электрические потери в обмотке статора и магнитные потери в статоре; P_{02}, $P_{м2}$ — то же в роторе; R_1 — тепловое сопротивление слоя изоляции между обмоткой статора и магнитопроводом статора (35-2); R_2 — тепловое сопротивление от лобовых частей обмотки статора к охлаждающей среде, найденное с учетом сопротивления изоляции лобовых частей (35-2), (35-3); R_3 — сопротивление при переходе тепла от зубцов статора к охлаждающей среде в сторону зазора; R_4 — сопротивление при переходе тепла от наружной поверхности ярма статора к охлаждающей среде. Сопротивления R_5, R_6, R_7, R_8 играют для ротора ту же роль, что и сопротивления R_1, R_2, R_3, R_4 для статора соответственно.

Уравнения для превышений температуры составляются так же, как уравнения напряжений в электрических схемах (температура

имеет смысл электрического потенциала):

$$\left.\begin{aligned}\Delta\Theta_{o1} &= \Theta_{o1} - \Theta_o = R_2 P_2;\\ \Delta\Theta_{м1} &= \Theta_{м1} - \Theta_o = R_{34}(P_{м1} + P_{o1} - P_2);\\ \Theta_{o1} - \Theta_{м2} &= \Delta\Theta_{o1} - \Delta\Theta_{м1} = R_1(P_{o1} - P_2),\end{aligned}\right\} \quad (35\text{-}13)$$

где $R_{34} = R_3 \| R_4$;

$$\left.\begin{aligned}\Delta\Theta_{o2} &= \Theta_{o2} - \Theta_o = R_6 P_6;\\ \Delta\Theta_{м2} &= \Theta_{м2} - \Theta_o = R_{78}(P_{м2} + P_{o2} - P_6);\\ \Theta_{o2} - \Theta_{м2} &= \Delta\Theta_{o2} - \Delta\Theta_{м2} = R_5(P_{o2} - P_6),\end{aligned}\right\} \quad (35\text{-}14)$$

где $R_{78} = R_7 \| R_8$.

Системы (35-13) (для статора) и (35-14) (для ротора) могут быть решены независимо. Например, для статора превышение температуры обмотки

$$\Delta\Theta_{o1} = \frac{R_{34}P_{м1} + (R_1 + R_{34})P_{o1}}{R_2 + R_{34} + R_1} R_2; \quad (35\text{-}15)$$

превышение температуры магнитопровода

$$\Delta\Theta_{м1} = \frac{(R_1 + R_2)P_{м1} + R_2 P_{o1}}{R_2 + R_{34} + R_1} R_{34}. \quad (35\text{-}16)$$

Температура обмотки статора

$$\Theta_{o1} = \Theta_o + \Delta\Theta_{o1} = \Theta_1 + \frac{\Sigma P_i}{2c_v Q} + \Delta\Theta_{o1}. \quad (35\text{-}17)$$

Температура магнитопровода статора

$$\Theta_{м1} = \Theta_o + \Delta\Theta_{м1} = \Theta_1 + \frac{\Sigma P_i}{2c_v Q} + \Delta\Theta_{м1}. \quad (35\text{-}18)$$

Аналогичные формулы могут быть записаны для температур частей ротора.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ШЕСТАЯ

ГИДРАВЛИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ СИСТЕМЫ ОХЛАЖДЕНИЯ

36-1. ВЫБОР ОХЛАЖДАЮЩЕЙ СРЕДЫ. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕЕ РАСХОДА

Как было выяснено в предыдущей главе, для правильного функционирования системы охлаждения требуется достаточно интенсивная циркуляция охлаждающей среды. Иными словами, необходимо иметь такой общий расход среды Q и такие скорости ее перемещения в каналах v, при которых превышение температуры активных частей не будет превышать допустимых значений.

Основная задача гидравлического расчета системы охлаждения состоит в определении гидравлического напора h, который обеспе-

чивает необходимый расход Q и скорости v в отдельных ветвях системы. Второй задачей гидравлического расчета является определение размеров напорных элементов насосов (вентиляторов), которые обеспечивают необходимую циркуляцию.

Охлаждающая среда, а также форма, расположение и размеры каналов, по которым она перемещается, выбираются при проектировании машины. Выбор оптимальной охлаждающей среды и размеров каналов входит в общую задачу оптимизации машины в целом по суммарной стоимости ее изготовления и эксплуатации в течение заданного срока. В большинстве машин более рационально применение косвенного охлаждения обмоток, при котором охлаждающая среда омывает наружную поверхность покрытых корпусной изоляцией катушек обмоток.

В качестве охлаждающих сред при таком охлаждении почти всегда используются газы, обычно воздух; в быстроходных машинах большой мощности (больше 25 МВт) и в синхронных компенсаторах — водород при атмосферном или избыточном давлении до $5 \cdot 10^5$ Па *.

Только в весьма мощных электрических машинах применяется непосредственное охлаждение обмоток, при котором охлаждающая среда циркулирует в каналах внутри катушек и омывает непосредственно их проводники. В качестве охлаждающих сред при непосредственном охлаждении используются газы (воздух, водород) или жидкости (вода, трансформаторное масло).

Во избежание засорения каналов внутри проводников обмоток при непосредственном охлаждении применяются особо чистые жидкости: дистиллированная вода, многократно очищенное от примесей трансформаторное масло.

Выбрав охлаждающую среду, нужно определить ее расход, исходя из известных потерь в машине ΣP_i, рекомендуемого увеличения температуры среды при движении по гидравлическому тракту, $\Theta_1 - \Theta_2 = 20 \div 30°C$ и ее объемной удельной теплоемкости c_v (по табл. 35-1):

$$Q = \frac{\Sigma P_i}{c_v (\Theta_1 - \Theta_2)}. \qquad (36\text{-}1)$$

Далее следует так выбрать каналы для движения среды, чтобы она омывала все части, в которых выделяются потери, позаботившись о том, чтобы охлаждаемая поверхность этих частей была достаточно велика. Для получения приемлемых тепловых сопротивлений нужно иметь достаточно большую скорость движения среды в каналах [см. (35-3, 35-4)]

$$v_i = Q_i / q_i, \qquad (36\text{-}2)$$

что достигается выбором подходящих сечений каналов q_i.

---

* В очень редких случаях внутренняя полость машины с косвенным охлаждением заполняется жидкостью: водой, керосином, трансформаторным маслом.

При этом нужно иметь в виду, что обычно гидравлическая цепь машины включает несколько параллельно включенных каналов (ветвей) и расход среды в i-м канале (ветви) Q_i составляет часть общего расхода Q. Так, гидравлическая цепь машины по рис. 35-1, схематически изображенная на рис. 36-1, включает три параллельно соединенных канала: кольцевой канал в зазоре между

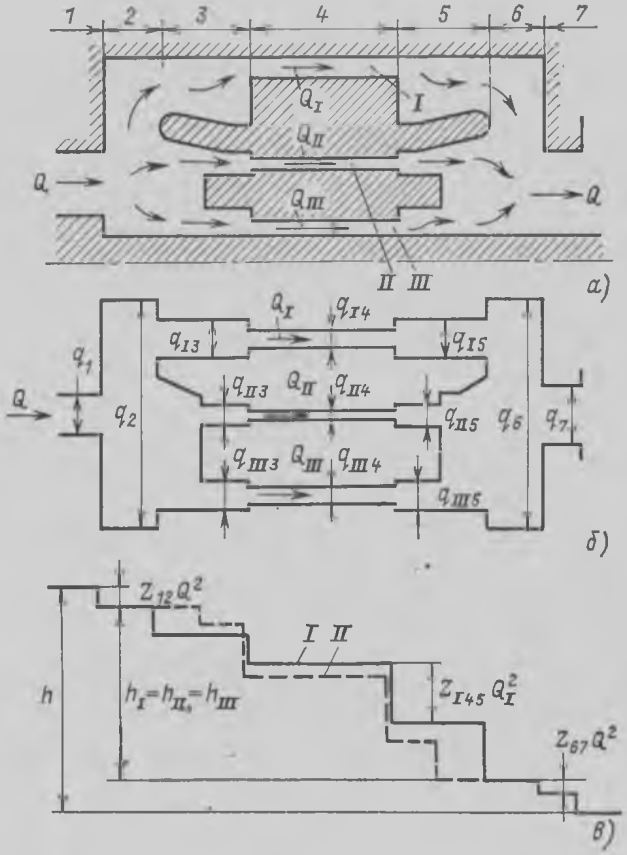


Рис. 36-1. Гидравлическая цепь машины.

магнитопроводом статора и станиной (индекс I на рис. 36-1), кольцевой канал между магнитопроводами статора и ротора (индекс II), кольцевой канал между магнитопроводом ротора и валом [1] (индекс III).

В процессе гидравлического и теплового расчетов размеры параллельно включенных каналов подбираются таким образом,

[1] При расчете сечений этих каналов нужно учесть их уменьшение за счет дистанционных ребер.

чтобы расходы Q_l в каналах были пропорциональны потерям, передаваемым охлаждающей среде в данном канале, а сумма расходов равнялась бы общему расходу Q.

36-2. РАСЧЕТ СОПРОТИВЛЕНИЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ИЛИ ПАРАЛЛЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ УЧАСТКОВ ГИДРАВЛИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Напор h, необходимый для перемещения агента по гидравлической цепи машины, равен сумме потерь напора на последовательно включенных участках каналов (например, на участках *1*—*7* каналов по рис. 36-1, *а*, упрощенно изображенных на рис. 36-1, *б*).

Опытным путем установлено, что потеря напора происходит при каждом изменении сечения q канала (сужении или расширении канала). Это иллюстрируется рис. 36-1, *в*, на котором показано изменение напора вдоль гидравлической цепи, включающей параллельно включенные ветви *I*, *II*, *III*. Из рисунка видно, что при изменении сечения канала, например при переходе от сечения q_1 (на участке *1*) к сечению q_2 (на участке *2*) или от сечения q_{14} (на участке *4* канала *1*) к сечению q_{15} (на участке *5* канала *1*), имеет место потеря напора. Потеря напора происходит также при изменении направления канала. При движении жидкости или газа по длинным и узким каналам приходится дополнительно учитывать потерю напора, связанную с трением этих сред о стенки канала.

В большинстве случаев движение охлаждающих сред в каналах электрической машины носит турбулентный характер. При этом потери напора, Па, оказываются пропорциональными квадрату расхода Q и могут быть рассчитаны по формуле

$$h_{12} = Z_{12}Q^2. \qquad (36\text{-}3)$$

В этой формуле размерный коэффициент Z_{12} носит название местного гидравлического сопротивления при переходе от сечения *1* к сечению *2*:

$$Z_{12} = \frac{\zeta\gamma}{2q_2^2}, \qquad (36\text{-}4)$$

где γ — плотность охлаждающей среды (35-1);

q_2 — площадь сечения канала после местного сопротивления или (при $q_1 = q_2$) в зоне местного сопротивления [1];

ζ — коэффициент местного гидравлического сопротивления, значения которого рассчитываются с помощью табл. 36-1.

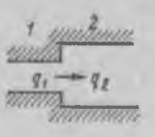
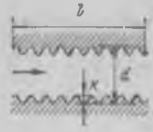
Потери напора последовательно включенных местных сопротивлений складываются, поэтому гидравлическое сопротивление цепи из нескольких таких сопротивлений равно сумме этих сопро-

---

[1] Для случая выхода из канала в свободное пространство, когда $q_2 \gg q_1$ ($q_2 = \infty$), в формулу вводится вместо q_2 сечение канала до местного сопротивления, т. е. q_1.

Таблица 36-1

Коэффициенты местных гидравлических сопротивлений

Название	Схема	Коэффициент ζ
Выход из канала, $q_2 \gg q_1$		1,0
Расширение канала, $q_2 > q_1$		$\left(\frac{q_2}{q_1}-1\right)^2$
Вход в канал, $q_1 \gg q_2$		0,5 (при плавном входе 0,1)
Сужение канала, $q_1 > q_2$		q_2/q_1: 0 | 0,2 | 0,4 | 0,6 | 0,8 ζ: 0,5 | 0,35 | 0,3 | 0,2 | 0,1
Поворот канала		α: 20 | 40 | 60 | 80 | 90 ζ: 0,05 | 0,14 | 0,35 | 0,75 | 1,0
Трение в канале		$\zeta = \lambda \frac{l}{d}$, где $\lambda = \frac{1}{\left(1{,}74 + 2\lg\frac{d}{2k}\right)}$

тивлений. Например, гидравлическое сопротивление ветви *I* по рис. 36-1 равно:

$$Z_I = Z_{2(13)} + Z_{134} + Z_{145} + Z_{15(6)}, \qquad (36\text{-}5)$$

где $Z_{134} = \frac{\zeta\gamma}{2q_{14}^2}$ — гидравлическое сопротивление при переходе от сечения q_{13} к сечению q_{14} и т. д.

Имея в виду, что потери напора на параллельно включенных ветвях одинаковы (например, $h_I = h_{II} = h_{III}$ на рис. 36-1), а полный расход Q равен сумме расходов параллельных ветвей $Q = Q_I + Q_{II} + Q_{III}$, можно заключить, что гидравлическое сопротивление параллельно включенных ветвей $Z_{I\,II\,III}$ связано с этими сопротивлениями следующим образом:

$$Z_{I\,II\,III} = \frac{1}{\left(\frac{1}{\sqrt{Z_I}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{II}}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{III}}}\right)^2}. \qquad (36\text{-}6)$$

Полное сопротивление гидравлической цепи по рис. 36-1

$$Z = Z_{12} + Z_{I\,II\,III} + Z_{67} + Z_7,$$

где $Z_7 = \frac{\zeta\gamma}{2q_7^2} = \frac{\gamma}{2q_7^2}$ — сопротивление выхода из гидравлической цепи.

Гидравлический напор, Па, необходимый для получения требуемого расхода,

$$h = ZQ^2. \qquad (36\text{-}7)$$

Потеря напора на параллельно включенных ветвях

$$h_I = h_{II} = h_{III} = Z_{I\,II\,III}Q^2.$$

Расходы параллельных ветвей

$$Q_I = \sqrt{\frac{h_I}{Z_I}}; \quad Q_{II} = \sqrt{\frac{h_{II}}{Z_{II}}}; \quad Q_{III} = \sqrt{\frac{h_{III}}{Z_{III}}}.$$

Скорости перемещения охлаждающей среды в каналах определяются по (36-2).

36-3. РАСЧЕТ РАЗВЕТВЛЕННОЙ ГИДРАВЛИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

В случае более сложной гидравлической цепи составляется система уравнений напоров для контуров цепи и уравнений расходов для узлов цепи. Делается это по аналогии с уравнениями Кирхгофа, например для гидравлической системы по рис. 36-1 записывается следующая система из четырех уравнений:

$$\begin{gathered} Z_I Q_I^2 - Z_{II} Q_{II}^2 = 0; \\ Z_I Q_I^2 - Z_{III} Q_{III}^2 = 0; \\ (Z_{12} + Z_{67} + Z_7) Q^2 + Z_I Q_I^2 = h; \\ Q_I + Q_{II} + Q_{III} = Q. \end{gathered}$$

Решая эту систему уравнений, определяют напор h и расходы Q_{I}, Q_{II}, Q_{III}.

Мощность $P_{\text{в}}$, которая необходима для приведения в действие вентилятора или другого напорного элемента, создающего циркуляцию охлаждающей среды в гидравлической цепи, определяют с учетом КПД этого элемента:

$$P_{\text{в}} = Qh/\eta_{\text{в}}, \tag{36-8}$$

где $\eta_{\text{в}} = 0{,}5 \div 0{,}6$.

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ СЕДЬМАЯ

ВЫБОР РАЗМЕРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

37-1. ПОДХОД К ВЫБОРУ ОПТИМАЛЬНЫХ РАЗМЕРОВ МАШИНЫ

Проектируя электрическую машину заданной мощности и частоты вращения, стремятся выбрать ее размеры такими, чтобы она занимала возможно меньшее пространство и имела минимальные массу и стоимость. Однако с уменьшением размеров машины относительные потери энергии возрастают. Поэтому оптимальными считают такие размеры и такую конструкцию машины, при которых ее полная стоимость, равная сумме стоимости изготовления и стоимости ее эксплуатации с учетом потерь энергии, получается минимальной. При этом предполагается, что материалы и размеры ее активных частей и конструктивных частей выбраны так, что напряженности электрического поля в изоляции, механические напряжения и деформации, а также температура находятся в допустимых пределах.

От температуры зависят многие физические свойства материалов активных частей машины. С увеличением температуры возрастает удельное электрическое сопротивление проводников обмоток. Температура оказывает также некоторое влияние на магнитные свойства ферромагнитных тел. С повышением температуры их магнитная проницаемость несколько уменьшается и при температуре 770°С, называемой точкой Кюри, изменяется скачком и становится практически равной магнитной проницаемости вакуума.

С повышением температуры изменяются и механические свойства магнитных и проводящих материалов, однако заметное их ухудшение наступает при температурах выше 600—700°С. Нельзя не считаться также с изменением размеров частей машины с ростом температуры (особенно в больших машинах) и механическими напряжениями, которые возникают из-за различия в температурных изменениях размеров сопряженных деталей.

Однако наиболее существенные ограничения на температуру нагретых частей машины накладываются нагревостойкостью изоляции. С ростом температуры долговечность изоляции снижается. При сроке службы порядка 20 лет для наиболее распространенных

видов изоляции допустимы температуры порядка 105—180°С. Поэтому почти всегда можно пренебречь влиянием температуры на магнитные и механические свойства материалов.

Температуры частей машины определяются в результате теплового расчета, который может быть выполнен после выбора размеров и материалов ее активных и конструктивных частей и определения потерь в этих частях. Эти температуры существенно зависят от конструкции системы охлаждения и получаются тем меньшими, чем меньшие потери имеются в машине, чем ниже температура охлаждающей среды на входе в систему охлаждения, чем меньше подогревается охлаждающая среда, удаляя тепло из машины.

Повышение температуры нагреваемых частей над температурой охлаждающей среды зависит от удельных потерь, объема нагреваемой части и от теплового сопротивления между этой частью и охлаждающей средой.

Наиболее нагретой частью машины являются обычно проводники обмоток. В машинах с косвенным (поверхностным) охлаждением тепло удаляется с наружной поверхности изоляции обмотки, которая омывается охлаждающим газом (воздухом, водородом). При таком способе охлаждения поток тепла проходит через изоляцию, тепловое сопротивление которой играет главную роль. Поэтому очень важно уменьшение толщины изоляции и увеличение ее теплопроводности. С целью уменьшения теплового сопротивления и получения возможности увеличения плотности токов в проводниках в крупных электрических машинах применяется система непосредственного (внутреннего) охлаждения, в которой охлаждающая среда (газ или жидкость) омывает непосредственно проводники обмоток, проходя по специально предусмотренным в них каналам.

При такой системе охлаждения исключается тепловое сопротивление изоляции и при той же допустимой температуре удается существенно увеличить плотность тока в проводниках и уменьшить тем самым размеры обмотки и всей машины в целом.

37-2. СВЯЗЬ МЕЖДУ ГЛАВНЫМИ РАЗМЕРАМИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ НАГРУЗКАМИ

Проектирование машины начинается с выбора размеров и материалов ее активных и конструктивных частей и в первую очередь ее главных размеров: диаметра D и расчетной длины магнитопровода якоря l_δ. После этого проводятся электромагнитный расчет (см. части 4—6), механический расчет, тепловой и гидравлический расчеты. В случае необходимости вносятся требуемые коррективы в первоначально выбранные размеры или подбираются материалы с иными свойствами. Затем все расчеты повторяются до тех пор, пока не будет получен вариант, полностью удовлетворяющий техническому заданию.

Очевидно, что объем расчетов, необходимых для отыскания оптимального варианта, зависит от правильного выбора главных

размеров машины (см. § 23-4). Поэтому очень важно установить взаимосвязь главных размеров с мощностью и частотой вращения машины, а также с электромагнитными нагрузками (индукцией в зазоре $B_{\delta н}$ и линейной токовой нагрузкой якоря $A = 2m_1 w_1 I_н/\pi D$).

Для получения этой зависимости (применительно к машинам переменного тока) нужно в формуле для расчетной мощности машины

$$S_р = m_1 E_н I_н$$

выразить номинальный ток $I_н$ через линейную нагрузку якоря A, результирующую ЭДС взаимной индукции в номинальном режиме через поток взаимной индукции

$$\Phi_m = \frac{E_н}{4k_B f w_1 k_{о1}}$$

и индукцию в зазоре

$$B_{\delta н} = \frac{\Phi_m}{\alpha_\delta \tau l_\delta}.$$

Поскольку $\tau = \pi D/2p$ и $f = p\Omega/2\pi$, можно получить формулу для машинной постоянной, связывающей между собой расчетную мощность машины $S_р$, главные размеры и электромагнитные нагрузки:

$$C_A = \frac{D^2 l_\delta \Omega}{S_р} = \frac{2}{\pi \alpha_\delta k_B k_{о1} B_{\delta н} A} \approx \frac{1}{B_{\delta н} A}. \qquad (37\text{-}1)$$

В этой формуле k_B — коэффициент формы кривой индукции, при гармоническом поле $k_B \approx \pi/2\sqrt{2} = 1{,}11$;

α_δ — расчетный коэффициент полюсного перекрытия; обычно $\alpha_\delta = 0{,}60 \div 0{,}75$;

$k_{о1}$ — обмоточный коэффициент для основной гармонической магнитного поля, в большинстве случаев $k_{о1} = 0{,}92 \div 0{,}96$;

$\Omega = 2\pi n/60$ — синхронная угловая скорость (n, об/мин, — синхронная частота вращения).

Расчетная мощность $S_р$ в машинах переменного тока равна «внутренней» полной мощности, выраженной через ЭДС взаимной индукции в номинальном режиме:

$$S_р = m_1 E_н I_н = k_E S_н,$$

где $S_н = m_1 U_н I_н$ — полная мощность машины в номинальном режиме;

$k_E = E_н/U_н$ — коэффициент (в асинхронных машинах $k_E = E_{1н}/U_{1н} = 0{,}95 \div 0{,}98$; в синхронных $k_E = E_{rн}/U_н = 1{,}07 \div 1{,}15$).

Расчетная мощность в машинах постоянного тока $S_р = k_E U_н I_н$, где $k_E = E_н/U_н = 1{,}05$ для генераторов, $k_E = 0{,}95$ для двигателей.

Постоянная $C_A \approx 1/B_{\delta н}A$ при определенных электромагнитных нагрузках остается неизменной; с увеличением электромагнитных нагрузок постоянная C_A уменьшается. При выборе электромагнитных нагрузок учитываются свойства материалов активных частей и конструкция системы охлаждения.

Индукция $B_{\delta н}$ лимитируется насыщением зубцов магнитопровода якоря и изменяется в сравнительно узких пределах от 0,7 до 0,95 Тл. При увеличении индукции в зазоре и, следовательно, в зубцах возрастают магнитные потери, $P_м \sim B^2_{\delta н}$.

Линейная нагрузка в геометрически подобных машинах пропорциональна размерам и плотности тока в проводах $A = \frac{Q_м J}{\tau} \sim l$, где $Q_м \approx l^2$ — суммарное сечение проводников, размещенных в пределах полюсного деления; $\tau = \pi D/2p \sim l$; l — базисный размер машины. Поэтому электрические потери в обмотке якоря $P_э \sim l^3 J^2 \sim lA^2$ пропорциональны размерам и квадрату линейной нагрузки; превышение температуры в изоляции обмотки $\Theta_и \sim$ $\sim P_э \delta_и / \lambda_и l^2 \sim l^2 J^2 \sim A^2$ пропорционально квадрату линейной нагрузки (здесь $\delta_и \sim l$ — толщина изоляции, $\lambda_и$ — теплопроводность изоляции, см. гл. 35); превышение температуры поверхности изоляции над охлаждающей средой при косвенном охлаждении $\Theta_\alpha \sim P_э/\alpha l^2 \sim lJ^2 \sim A^2/l$ пропорционально квадрату линейной нагрузки и обратно пропорционально размерам машины (здесь α — коэффициент теплопередачи, см. гл. 35).

Линейная нагрузка в зависимости от мощности, частоты вращения и способа охлаждения машины изменяется в довольно широких пределах (от $2 \cdot 10^4$ до $2 \cdot 10^5$ А/м). Рекомендуемые значения линейной нагрузки на основании накопленного опыта проектирования назначаются таким образом, чтобы полное превышение температуры обмотки, уточняемое при тепловом расчете и равное $\Theta_и + \Theta_\alpha$ при косвенном охлаждении и Θ_α при непосредственном охлаждении, не превосходило бы допустимого значения для данного класса нагревостойкости. Как видно из (37-1), произведение $D^2 l_\delta$, а также объем, масса и стоимость машины, зависящие от этого произведения, обратно пропорциональны индукции $B_{\delta н}$ и линейной нагрузке A.

Для уменьшения размеров, массы и стоимости изготовления электрической машины нужно выбирать как можно бо́льшие индукцию и линейную нагрузку, не превосходящие, конечно, указанных предельных значений.

37-3. МОЩНОСТЬ, ПОТЕРИ И МАССА ГЕОМЕТРИЧЕСКИ ПОДОБНЫХ МАШИН

Рассмотрим ряд геометрически подобных электрических машин, рассчитанных на одну и ту же частоту f и имеющих одну и ту же синхронную угловую скорость $\Omega = 2\pi f/p$ (в этом случае все машины имеют одно и то же число периодов p). Предположим, что для всех машин ряда выбраны одни и те же допустимые значения $B_{\delta н} = \text{const}$

и $J = \text{const}$. Линейная нагрузка этих машин, как было показано, возрастает пропорционально размерам, т. е. $A \sim Jl$. Приняв за базисный размер расчетную длину машины $l = l_\delta$ и заметив, что диаметр магнитопровода также пропорционален длине, $D \sim l$, получим из (37-1) весьма важное соотношение

$$S_\text{р} \sim l^4. \tag{37-2}$$

Из (37-2) вытекает, что *мощность геометрически подобных машин, выполненных при* $B_{\delta\text{н}} = \text{const}$ и $J = \text{const}$, *пропорциональна базисному размеру в четвертой степени*. Таким образом, на электрические машины полностью распространяется зависимость, полученная в § 9-1 применительно к трансформаторам. Это позволяет распространить на электрические машины полученные в § 9-1 и 9-2 зависимости для относительной массы и относительных потерь. В электрических машинах, как и в трансформаторах, масса активных частей на единицу расчетной мощности обратно пропорциональна их размерам:

$$\frac{m}{S_\text{р}} \sim \frac{l^3}{l^4} \sim \frac{1}{l} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S_\text{р}}};$$

сумма электрических и магнитных потерь на единицу расчетной мощности также обратно пропорциональна их размерам:

$$\frac{\Sigma P}{S_\text{р}} \sim \frac{l^3}{l^4} \sim \frac{1}{l} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{S_\text{р}}}.$$

В связи с уменьшением этих относительных показателей стоимость изготовления и эксплуатации на единицу мощности получается меньшей в мощных электрических машинах. Этим объясняется постоянно проявляющаяся тенденция к увеличению мощности электрических машин и особенно электрических генераторов, установленных на электрических станциях.

Строительство и эксплуатация электрической станции обходятся дешевле, если на станции установлены генераторы с наибольшей возможной мощностью. Вместе с тем с увеличением мощности увеличиваются потери на единицу охлаждаемой поверхности

$$\frac{\Sigma P}{l^2} \sim \frac{l^3}{l^2} \sim l \sim \sqrt[4]{S_\text{р}},$$

и для уменьшения температуры активных частей в мощных электрических машинах приходится искусственно развивать поверхность охлаждения, устраивая дополнительные каналы в активных частях; применять для охлаждения среды с более благоприятными физическими свойствами (водород, воду, трансформаторное масло); переходить на непосредственное охлаждение вместо косвенного, применяемого в менее мощных машинах.

ЧАСТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ВОСЬМАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

38-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Асинхронной машиной называется двухобмоточная электрическая машина переменного тока, у которой только одна обмотка (первичная) получает питание от электрической сети с постоянной частотой ω_1, а вторая обмотка (вторичная) замыкается накоротко или на электрические сопротивления (см. § 21-2). Токи во вторичной обмотке появляются в результате электромагнитной индукции. Их частота ω_2 является функцией угловой скорости ротора Ω, которая в свою очередь зависит от вращающего момента, приложенного к валу.

Наибольшее распространение получили асинхронные машины с трехфазной симметричной разноименнополюсной обмоткой на статоре (см. гл. 22), питаемой от сети переменного тока, и с трехфазной или многофазной симметричной разноименнополюсной обмоткой на роторе.

Машины такого исполнения называют просто «асинхронными машинами», в то время как асинхронные машины иных исполнений относятся к «специальным асинхронным машинам».

Асинхронные машины используются в основном как двигатели; в качестве генераторов они применяются крайне редко.

Асинхронный двигатель является наиболее распространенным типом двигателя переменного тока.

Разноименнополюсная обмотка ротора асинхронного двигателя может быть короткозамкнутой (беличья клетка) или фазной (присоединяется к контактным кольцам). Наибольшее распространение имеют дешевые в производстве и надежные в эксплуатации двигатели с короткозамкнутой обмоткой на роторе, или короткозамкнутые двигатели (см. рис. 39-1). Эти двигатели обладают жесткой механической характеристикой (при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной их частота вращения уменьшается всего на 2—5%).

Двигатели с короткозамкнутой обмоткой на роторе обладают также довольно высоким начальным пусковым вращающим моментом. Их основные недостатки: трудность осуществления плавного регулирования частоты вращения в широких пределах; потребле-

ние больших токов из сети при пуске (в 5—7 раз превышающих номинальный ток).

Двигатели с фазной обмоткой на роторе или двигатели с контактными кольцами (см. рис. 39-6) избавлены от этих недостатков ценой усложнения конструкции ротора, что приводит к их заметному удорожанию по сравнению с короткозамкнутыми двигателями (примерно в 1,5 раза). Поэтому двигатели с контактными кольцами на роторе находят применение лишь при тяжелых условиях пуска, а также при необходимости плавного регулирования частоты вращения.

Двигатели с контактными кольцами иногда применяют в каскаде с другими машинами. Каскадные соединения асинхронной машины позволяют плавно регулировать частоту вращения в широком диапазоне при высоком коэффициенте мощности, однако из-за значительной стоимости не имеют сколько-нибудь заметного распространения.

В двигателях с контактными кольцами выводные концы обмотки ротора, фазы которой соединяются обычно в звезду, присоединяются к трем контактным кольцам. С помощью щеток, соприкасающихся с кольцами, в цепь обмотки ротора можно вводить добавочное сопротивление или дополнительную ЭДС для изменения пусковых или рабочих свойств машины (см. гл. 45); щетки позволяют также замкнуть обмотку накоротко.

В большинстве случаев добавочное сопротивление вводится в обмотку ротора только при пуске двигателя, что приводит к увеличению пускового момента и уменьшению пусковых токов и облегчает пуск двигателя. При работе асинхронного двигателя пусковой реостат должен быть полностью выведен, а обмотка ротора замкнута накоротко. Иногда асинхронные двигатели снабжаются специальным устройством, которое позволяет после завершения пуска замкнуть между собой контактные кольца и приподнять щетки. В таких двигателях удается повысить КПД за счет исключения потерь от трения колец о щетки и электрических потерь в переходном контакте щеток.

Выпускаемые заводами асинхронные двигатели предназначаются для работы в определенных условиях с определенными техническими данными, называемыми номинальными [13, § 15-1]. К числу номинальных данных асинхронных двигателей, которые указываются в заводской табличке машины, укрепленной на ее корпусе, относятся:

механическая мощность, развиваемая двигателем, $P_н = P_{2н}$;
частота сети f_1;
линейное напряжение статора $U_{1лн}$;
линейный ток статора $I_{1лн}$;
частота вращения ротора $n_н$;
коэффициент мощности $\cos \varphi_{1н}$;
коэффициент полезного действия $\eta_н$.

Если у трехфазной обмотки статора выведены начала и концы

фаз и она может быть включена в звезду или треугольник, то указываются линейные напряжения и токи для каждого из возможных соединений (Y/Δ) в виде дроби $U_{лY}/U_{л\Delta}$ и $I_{лY}/I_{л\Delta}$.

Кроме того, для двигателя с контактными кольцами приводится напряжение на разомкнутых кольцах при неподвижном роторе и линейный ток ротора в номинальном режиме.

Номинальные данные асинхронных двигателей варьируются в очень широких пределах. Номинальная мощность — от долей ватта до десятков тысяч киловатт. Номинальная синхронная частота вращения $n_{1н} = 60 f_1/p$ при частоте сети 50 Гц от 3000 до 500 об/мин и менее в особых случаях; при повышенных частотах — до 100 000 об/мин и более (номинальная частота вращения ротора обычно на 2—5% меньше синхронной; в микродвигателях — на 5—20%). Номинальное напряжение от 24 В до 10 кВ (бо́льшие значения при бо́льших мощностях).

Номинальный КПД асинхронных двигателей возрастает с ростом их мощности и частоты вращения; при мощности более 0,5 кВт он составляет 0,65—0,95, в микродвигателях 0,2—0,65.

Номинальный коэффициент мощности асинхронных двигателей, равный отношению активной мощности к полной мощности, потребляемой из сети,

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}$$

также возрастает с ростом мощности и частоты вращения двигателей; при мощности более 1 кВт он составляет 0,7—0,9; в микродвигателях 0,3—0,7.

38-2. КРАТКИЕ ИСТОРИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

Принцип действия асинхронного двигателя фактически содержится в явлении «магнетизма вращения», обнаруженного в 1824 г. Ф. Д. Араго и объясненном впоследствии в 1831 г. М. Фарадеем. Однако в опытах Араго медный диск приводился в движение вращающимся магнитом, а не вращающимся полем, создаваемым неподвижным устройством, каким в современных машинах является статор. Долгое время явление Араго не находило себе практического применения. Только в 1879 г. У. Бейли (Англия) изобрел прибор, в котором пространственное перемещение магнитного поля осуществлялось с помощью неподвижного устройства, состоящего из четырех электромагнитов, расположенных на одинаковом расстоянии от оси вращения медного диска.

Для образования вращающегося магнитного поля использовался специальный коммутатор, питавший электромагниты импульсами постоянного тока соответствующей амплитуды и направления. К открытию явления вращающегося магнитного поля в современном его понимании пришли независимо друг от друга в 1888 г. итальянский ученый Г. Феррарис и югославский ученый и изобретатель Н. Тесла, работавший большую часть жизни в Америке. Им удалось показать, что две катушки, расположенные под прямым углом друг к другу и питаемые двумя одинаковыми переменными синусоидальными токами, сдвинутыми по фазе на 90°, образуют вращающееся магнитное поле. Вектор индукции этого магнитного поля в точке пересечения осей катушек будет равномерно вращаться, не изменяясь по амплитуде. Однако двухфазный двигатель Феррариса, магнитная система которого была сделана разомкнутой, а ротор представлял собой медный

цилиндр, развивал мощность всего 3 Вт и лишь в отдаленной степени напоминал по своей конструкции современный асинхронный двигатель. Кроме того, исходя из неправильного предположения о необходимости эксплуатировать двигатель при максимальной мощности, Феррарис пришел к ошибочному заключению о том, что КПД асинхронного двигателя не может превосходить 50%. Это привело к заметному ослаблению интереса к работам Феррариса и на некоторое время задержало развитие прогрессивной по своему существу технической идеи.

Двухфазные асинхронные двигатели, сконструированные Н. Тесла, некоторое время выпускались фирмой «Вестингауз», где он работал. Основным недостатком двигателя Тесла, из-за которого он впоследствии был вытеснен трехфазными двигателями, было применение сосредоточенных обмоток на статоре и роторе машины. Это приводило к ухудшению пусковых характеристик и заметно выраженной зависимости пускового момента от начального положения ротора.

Изобретение трехфазных асинхронных двигателей с принципиальными конструктивными особенностями, сохранившимися без изменения до наших дней, связано с именем М. О. Доливо-Добровольского. Ознакомившись с пессимистическим выводом Феррариса о бесперспективности асинхронных двигателей, М. О. Доливо-Добровольский не согласился с ним и занялся разработкой конструкции асинхронных двигателей, рассчитанных на питание от предложенной им трехфазной системы. В необычайно короткий срок интенсивная деятельность в этом направлении завершилась изобретением наиболее важных узлов трехфазных асинхронных двигателей: ротора с обмоткой в виде беличьей клетки (1889 г.); статора с распределенной барабанной трехфазной обмоткой; ротора с распределенной трехфазной обмоткой, выведенной на контактные кольца; пускового реостата, вводимого в цепь обмотки ротора при пуске двигателя (1890 г.).

ГЛАВА ТРИДЦАТЬ ДЕВЯТАЯ

КОНСТРУКЦИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

39-1. КОНСТРУКЦИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Конструктивная компоновка асинхронной машины с короткозамкнутым ротором представлена на рис. 39-1. В основных чертах она совпадает с типичной компоновкой вращающейся электрической машины, рассмотренной в § 32-1 (см. рис. 32-1).

Статор машины состоит из магнитопровода *2*, трехфазной разноименнополюсной обмотки *20*, выводные концы которой с помощью выводной коробки *13* присоединяются к сети переменного тока, и станины *1*.

Активными элементами статора, специально предназначенными для образования вращающегося магнитного поля, являются магнитопровод *2* и обмотка *20*; станина выполняет только конструктивные функции, фиксируя активные части в определенном положении (с помощью лап *14* станина неподвижно закрепляется на фундаменте).

Магнитопровод *2* набирается из изолированных пластин электротехнической стали обычно толщиной 0,5 мм (выбор толщины и материала пластин — см. § 31-3). Пластины штампуются из листовой или рулонной электротехнической стали со стандартизованными размерами и изолируются с обеих сторон лаком. При наружном диаметре магнитопровода менее 1 м, что имеет место во всех

асинхронных двигателях, за исключением самых крупных, его набирают из цельных кольцеобразных пластин, на внутренней стороне которых вырублены пазы нужной формы (рис. 39-2, *б*).

В конструкции по рис. 39-1 радиальные каналы в магнитопроводе отсутствуют. В этом случае кольцевые пластины собираются в пакет и прессуются вне станины на специальной цилиндрической оправке. В спрессованном состоянии пакет пластин удерживается с помощью нажимных колец *6* и стяжных скоб *5* и лишь после установки обмотки вставляется в станину.

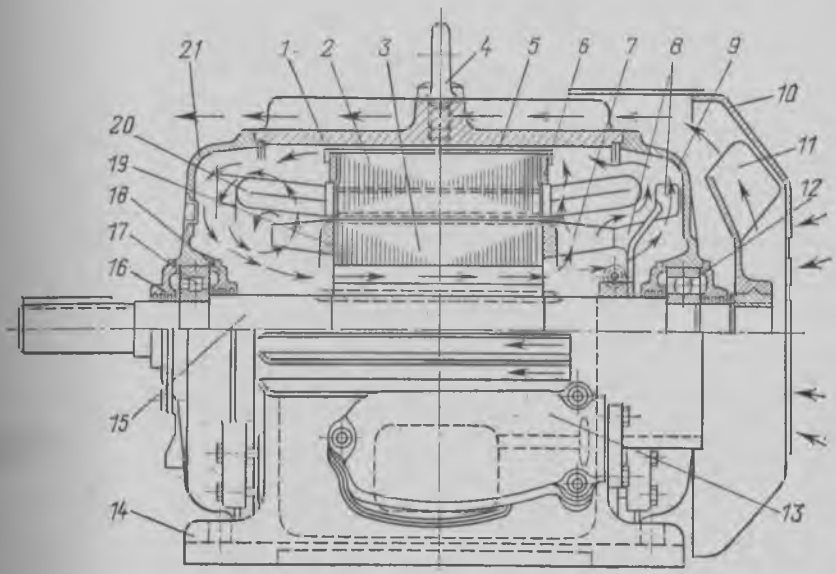


Рис. 39-1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (55 кВт, 1500 об/мин, 50 Гц, защищенный, обдуваемый).

Магнитопровод, образованный из ряда пакетов кольцевых пластин, отделенных друг от друга радиальными вентиляционными каналами, собирается обычно в станине. Необмотанный статор такой конструкции показан на рис. 39-3. В радиальном направлении пакеты пластин *1* центрируются ребрами станины *2*, в осевом направлении они удерживаются в спрессованном состоянии нажимными шайбами *3* и приваренными после запрессовки магнитопровода шпонками *4*. Каналы между пластинами образуются с помощью дистанционных распорок *5*.

При наружном диаметре магнитопровода более 1 м он набирается из отдельных сегментов и конструкция статора получается такой же, как в крупных синхронных машинах (см. § 51-3).

С целью уменьшения пульсаций магнитного поля и добавочных потерь, связанных с зубчатостью магнитопровода, обмотка статора, как правило, укладывается в асинхронных машинах

в полузакрытые пазы [1] (рис. 39-4, *а*). Для таких пазов пригодны как однослойные, так и двухслойные многовитковые катушечные всыпные обмотки (см. гл. 22). Катушки этих обмоток наматываются из изолированного обмоточного провода круглого сечения (*1* на

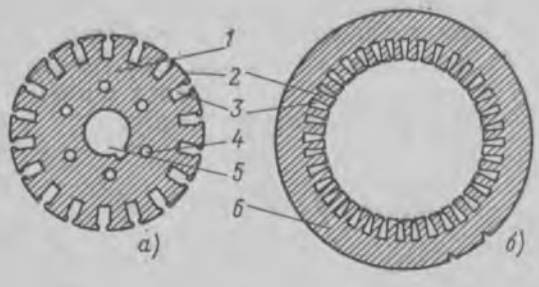


Рис. 39-2. Кольцевые пластины магнитопроводов ротора (*а*) и статора (*б*).

1 — ярмо ротора; *2* — зубец; *3* — паз; *4* — аксиальный вентиляционный канал; *5* — отверстие для вала; *6* — ярмо статора.

рис. 39-4, *а*); каждый проводник катушки «всыпается» в паз по отдельности.

Для изоляции витков катушки друг от друга оказывается достаточной собственная изоляция обмоточных проводников. Изоляция обмотки от заземленных частей, называемая к о р п у с н о й

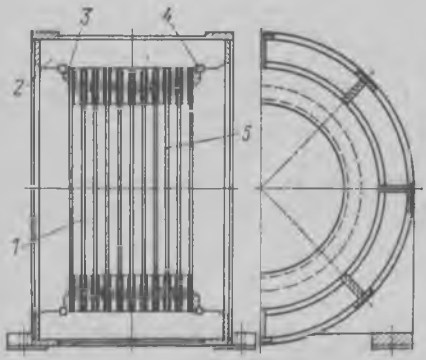


Рис. 39-3. Крепление в станине статора магнитопровода с радиальными каналами, набранного из цельных пластин.

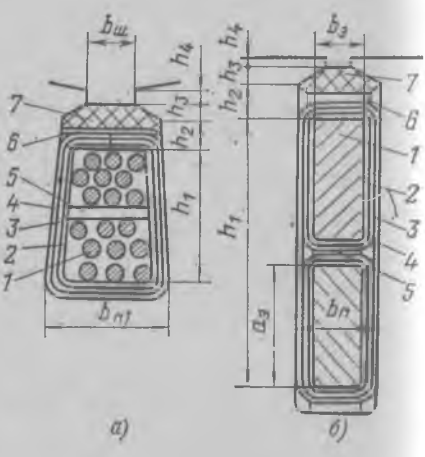


Рис. 39-4. Разрезы пазов.

а — двухслойной катушечной всыпной обмотки статора асинхронного двигателя; *б* — трехфазной двухслойной, волновой, стержневой обмотки ротора асинхронного двигателя с контактными кольцами.

и з о л я ц и е й, делается в зоне пазовых и лобовых частей поразному. Корпусная изоляция пазовой части катушки выполняется в виде «пазовой коробочки», образованной из нескольких слоев *2—4* изоляционных материалов, которая закладывается в паз перед

[1] Только в крупных асинхронных машинах применяются шаблонные катушечные и стержневые обмотки, укладываемые в открытые пазы. Сведения об этих обмотках даются в § 51-3.

укладкой обмотки. Обмотка закрепляется в пазах с помощью клиньев *7* из изоляционного материала. Под клинья подкладываются изоляционные прокладки *6*. Изоляцией между слоями обмотки служит прокладка *5* (в однослойной обмотке эта прокладка отсутствует).

Ротор машины состоит из магнитопровода *3* (рис. 39-1), в пазах которого размещается неизолированная многофазная короткозамкнутая обмотка *19*, пристроенных к ней вентиляционных лопастей *7*, вала *15* и двух вентиляторов *8* и *11*. Активными элементами ротора, принимающими участие в процессе преобразования энергии, являются магнитопровод *3* и обмотка *19*; остальные детали имеют конструктивное назначение: вал *15* передает механическую энергию к исполнительной машине, вентиляторы *7*, *8* и *11* обеспечивают циркуляцию охлаждающей среды. Более детально устройство активных частей ротора показано на рис. 39-5.

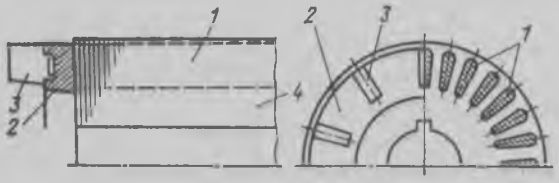


Рис. 39-5. Магнитопровод асинхронного двигателя с короткозамкнутой обмоткой, литой из алюминия.

Магнитопровод ротора *4* (рис. 39-5) набирается из цельных кольцевых пластин, отштампованных из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, на наружной стороне которых вырублены пазы нужной формы (на рис. 39-5 — закрытые, на рис. 39-2, *а* — полузакрытые).

Пластины магнитопровода ротора набираются на специальную оправку, спрессовываются на ней и удерживаются в запрессованном состоянии в процессе изготовления короткозамкнутой обмотки. Короткозамкнутая обмотка отливается из алюминия и не изолируется от магнитопровода. Торцевые кольца *2* (рис. 39-5), замыкающие с двух сторон стержни обмотки *1*, отливаются как одно целое со стержнями. Одновременно в виде приливов к короткозамыкающим кольцам отливаются вентиляционные лопасти *3*.

Кроме своего основного назначения, короткозамкнутая обмотка служит также для стягивания пластин ротора после удаления оправки. Это позволяет обойтись без специальных прессующих деталей, удерживающих листы ротора в осевом направлении.

Вал ротора *15* (см. рис. 39-1) опирается на подшипники качения *12*, *17*, которые в свою очередь с помощью подшипниковых щитов *9*, *21* и крышек подшипников *16*, *18* сопрягаются со станиной *1*.

Шариковый подшипник *12* центрирует ротор не только в радиальном, но и в осевом направлении, воспринимая наряду с радиальными усилиями также и осевые. Консистентная смазка подшипников закладывается в камеру между подшипниковыми крышками *16*, *18* и не нуждается в замене в течение нескольких лет эксплуатации. Поскольку зазор между магнитопроводами ротора и статора при мощности более 0,5 кВт обычно не превышает 0,3—1 мм (в микромашинах 0,02—0,3 мм), вал ротора должен быть достаточно жестким (§ 34-3), а механическая обработка конструктивных частей, обеспечивающих правильное положение оси вала в пространстве, должна производиться с высокой точностью.

На рис. 39-1 представлено типичное для серийных короткозамкнутых асинхронных двигателей исполнение по способу охлаждения и защиты от воздействия внешней среды — о б д у в а е м о е и с п о л н е н и е (§ 33-2), в котором внутреннее пространство машины защищено от брызг воды и пыли. Внешний обдув двигателя создается наружным вентилятором (кожух *10* защищает обслуживающий персонал от прикосновения к вентилятору и направляет воздух к оребренной поверхности станины). Циркуляция воздуха внутри машины усиливается с помощью внутреннего вентилятора *8* и вентиляционных лопастей *7* (направление движения воздуха показано на рисунке стрелками).

Подъем двигателя при монтаже производится с помощью рыма *4*.

39-2. КОНСТРУКЦИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

Конструктивная компоновка асинхронной машины с контактными кольцами представлена на рис. 39-6. Двигатели этого типа отличаются от короткозамкнутых только устройством ротора.

С т а т о р двигателя может иметь те же разновидности конструктивных исполнений, что и в короткозамкнутом двигателе. Статор двигателя по рис. 39-6 (с радиальными каналами в магнитопроводе) почти не отличается по конструкции от статора по рис. 39-3, который был описан в § 39-1. Статор состоит из станины *1*, в которой с помощью нажимных шайб *5* и шпонок *7* укреплены пакеты магнитопровода, набранные из кольцевых пластин *2*. Для образования каналов между пакетами служат распорки *4*. В пазы магнитопровода статора уложена двухслойная обмотка, катушки *30* которой связаны между собой соединениями *8*. Выводные концы обмотки статора сосредоточены в выводной коробке *23*. К фундаменту станина крепится лапами *22*. Для подъема двигателя при монтаже служат рымы *6*.

Р о т о р двигателя состоит из вала *26*, на котором с помощью нажимных колец *24*, шпонки *21* и разрезной шпонки *20* укреплены в запрессованном состоянии пакеты магнитопровода, набранные из кольцевых пластин *3* (см. рис. 39-2, *а*). Радиальные вентиляционные каналы между пакетами образуются дистанционными распорками, помещенными на каждом зубцовом делении. В полу-

закрытых пазах магнитопровода ротора, показанных в разрезе на рис. 39-4, *б*, размещается трехфазная двухслойная волновая стержневая обмотка *29*, соединенная обычно в звезду, выводные концы которой посредством электрических кабелей *19*, проведенных через отверстие в валу, присоединены к контактным кольцам *15*.

Стержни *1* обмотки с заранее наложенной витковой изоляцией *2*, *3* (рис. 39-4, *б*) вставляются в пазы с торцевой стороны магнитопровода. Предварительно в пазы вводится пазовая коробочка *4*, играющая роль корпусной изоляции. Для укрепления

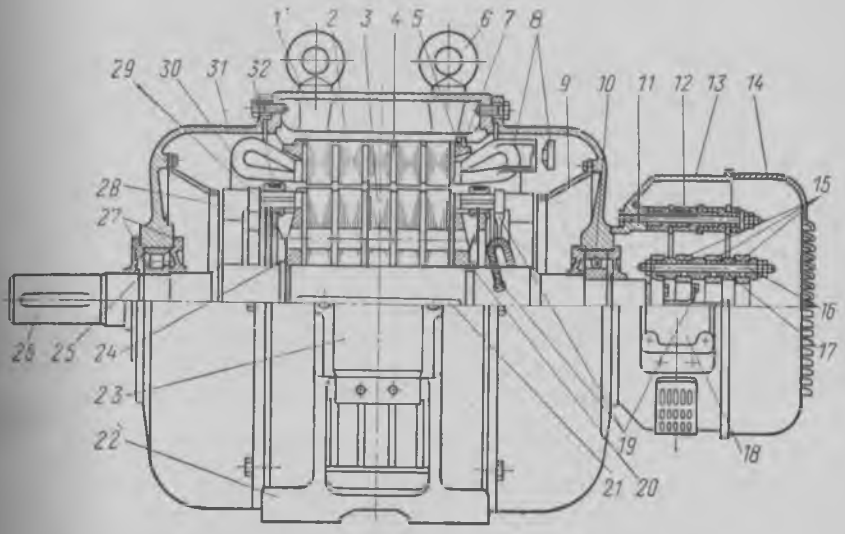


Рис. 39-6. Асинхронный двигатель с фазным ротором (250 кВт, 3000 об/мин, 50 Гц, защищенный, продуваемый).

стержней в радиальном направлении и усиления витковой и корпусной изоляции используются изоляционные прокладки *5—6*. Центробежная сила, действующая на пазовую часть обмотки, воспринимается клиньями *7* из изоляционного материала.

Лобовые части обмоток укладываются на нажимные шайбы *24* (рис. 39-6), которые одновременно выполняют роль обмоткодержателей, и охватываются снаружи кольцевыми бандажами *32*, рассчитанными на восприятие центробежной силы.

Электрическое соединение вращающейся обмотки ротора с внешними (неподвижными) электрическими цепями производится с помощью контактных колец, на которые выведены обмотки, и щеточного устройства, связанного с неподвижными электрическими цепями. Контактные кольца выполняются как отдельный узел машины. Кольца *15*, изготовленные из стали, отделяются друг от друга и от корпуса с помощью изоляционных прокладок *17*.

Все эти детали стягиваются вместе изолированными шпильками *16* и прифланцовываются к торцу вала. К кольцам плотно прижимаются щетки, электрически соединенные с токоподводящими шинами *12* щеточной траверсы (кроме этих шин, на рис. 39-6 показаны болты *11* щеточной траверсы и ее изоляционные детали, а также корпус *13* и крышка *14*; щетки и щеткодержатели не показаны).

Необходимый электрический контакт щеток с кольцами обеспечивается с помощью щеткодержателей, укрепленных на шинах *12* (устройство щеткодержателей описано в § 51-3). Соединение токоподводящих шин *12* щеточной траверсы с пусковым реостатом производится в выводной коробке контактных колец *18*.

Правильное расположение оси ротора по отношению к статору и возможность вращения ротора обеспечиваются с помощью таких же деталей, как в короткозамкнутом двигателе по рис. 39-1 (подшипников качения, роликового *25* и шарикового *10*, подшипниковых крышек *27* и подшипниковых щитов *31*).

По способу охлаждения и защиты от воздействия внешней среды двигатель по рис. 39-6 имеет продуваемое каплезащищенное исполнение (§ 33-2). Внутри машины воздух перемещается аксиально-радиально. Наружный воздух поступает в машину с двух сторон через отверстия в подшипниковых щитах *31* и направляется диффузорами *9* к вентиляционным лопастям *28*, промежуткам между лобовыми частями стержней обмотки ротора и к аксиальным каналам в магнитопроводе ротора; далее воздух из аксиальных каналов попадает в радиальные каналы в магнитопроводе ротора и статора; воздух от вентиляционных лопастей *28* и лобовых частей ротора омывает лобовые части обмотки статора. Нагретый потерями в машине воздух попадает в пространство между ярмом статора и корпусом станины, откуда он выбрасывается наружу через боковые отверстия в корпусе. Необходимый для циркуляции воздуха напор создается радиальными каналами в роторе, которые играют роль центробежных вентиляторов.

ГЛАВА СОРОКОВАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ЦЕПЯХ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

40-1. РЕЖИМ ИДЕАЛЬНОГО ХОЛОСТОГО ХОДА

Изучение асинхронной машины удобно начать с режима идеального холостого хода, при котором электромагнитные процессы менее сложны, чем в режиме нагрузки.

В режиме идеального холостого хода внешний момент, приложенный к валу машины, равен нулю ($M_в = 0$). Считается также, что отсутствует момент от трения вращающихся частей. Ротор машины вращается с той же угловой скоростью, что и вращаю-

щееся поле ($\Omega = \Omega_1$), скольжение равно нулю ($s = 0$); ЭДС и токи в обмотке ротора не индуктируются ($I_2 = 0$), и электромагнитный момент, уравновешивающий внешний момент и момент сил трения, равен нулю ($M = 0$).

Режим холостого хода асинхронной машины аналогичен режиму холостого хода трансформатора (см. часть 1). В асинхронной машине и в трансформаторе ток в этом режиме имеется только в первичной обмотке $I_1 \neq 0$, а во вторичной — отсутствует ($I_2 = 0$); в машине и в трансформаторе магнитное поле образуется в этом режиме только первичным током, что позволяет называть ток холостого хода намагничивающим током ($I_1 = I_0$). В отличие от трансформатора система токов I_0 в фазах многофазной обмотки статора образует вращающееся магнитное поле.

По аналогии с трансформатором уравнение напряжений необходимо составить при холостом ходе только для фазы обмотки статора, являющейся первичной обмоткой:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (R_1 + jX_1)\dot{I}_0,$$

где $\dot{E}_1$ — ЭДС, индуктированная в фазе вращающимся магнитным полем с потоком Φ_m;

$\dot{U}_1$ — фазное напряжение первичной сети;

R_1, X_1 — активное и индуктивное сопротивления рассеяния фазы первичной обмотки (см. далее).

В силу малости падений напряжений $X_1 I_0$ и $R_1 I_0$ напряжение $\dot{U}_1$ почти полностью уравновешивается ЭДС $\dot{E}_1$, т. е. $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1$.

40-2. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Расчет магнитной цепи выполняется в режиме холостого хода с целью определения намагничивающего тока в обмотке статора I_0 (или МДС F_0), который образует вращающееся поле с магнитным потоком Φ_m, индуктирующим в обмотке статора заданную ЭДС E_1.

Магнитная цепь асинхронной машины в поперечном и продольном разрезах представлена на рис. 40-1. На поперечном разрезе показан один полупериод поля, занимающий сектор в пределах угла $360°/2p$. На рисунке изображена средняя линия магнитного поля взаимной индукции.

При ненасыщенном магнитопроводе магнитные сопротивления стальных участков магнитной цепи незначительны и поле в зазоре определяется в основном его собственным магнитным сопротивлением. Поэтому распределение индукции в зазоре повторяет синусоидальное распределение основной гармонической МДС (25-18). На рис. 40-1 индукция в зазоре и МДС наибольшие на краях полупериода и обращаются в нуль на его середине. По мере увеличения амплитуды МДС зубцы статора и ротора насыщаются, их магнитные сопротивления возрастают и линейность зависимости между МДС и магнитной индукцией нарушается (индукция увеличивается

в меньшей мере, чем МДС). Однако насыщение зубцов наблюдается только в зоне больших МДС (на краях полупериода на рис. 40-1) и не наблюдается там, где МДС мала (в середине полупериода). Поэтому насыщение зубцов приводит к искажению синусоидальности распределения индукции в зазоре, которое проявляется в виде «уплощения» кривой в зоне больших МДС.

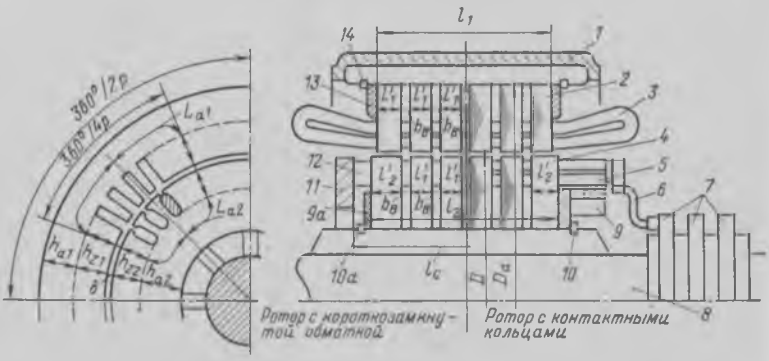


Рис. 40-1. К расчету магнитной цепи асинхронной машины.

1 — станина (корпус статора); *2* — пакет магнитопровода статора; *3* — обмотка статора; *4* — пакет магнитопровода ротора; *5* — трехфазная изолированная обмотка ротора двигателя с контактными кольцами; *6* — вывод обмотки ротора; *7* — контактные кольца; *8* — вал; *9*, *9а* — нажимная плита; *10*, *10а* — шпонка; *11* — короткозамыкающее кольцо короткозамкнутого ротора; *12* — стержень короткозамкнутого ротора; *13* — нажимная плита; *14* — шпонка.

Имея в виду, что действующее значение ЭДС E_1 определяется главным образом основной гармонической индукции, магнитный поток при несинусоидальном распределении индукции приходится рассчитывать по формуле

$$\Phi_m = \frac{E_1}{4k_B f_1 w_1 k_{o1}}, \qquad (40\text{-}1)$$

в которой коэффициент k_B зависит от формы кривой индукции.

В ненасыщенной машине, когда магнитные напряжения зубцов статора и ротора малы по сравнению с магнитным напряжением зазора, $F_{Z1} + F_{Z2} \ll F_\delta$, кривая индукции практически синусоидальна и

$$k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}11.$$

По мере насыщения зубцов в зоне больших МДС магнитные напряжения зубцов $F_{Z1} + F_{Z2}$ становятся соизмеримыми с магнитным напряжением зазора F_δ, кривая индукции «уплощается» и коэффициент k_B несколько уменьшается:

$$k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \xi_B.$$

Поправочный коэффициент $\xi_B < 1$ определяется с помощью рис. 40-2, на котором он представлен в функции коэффициента

насыщения зубцового слоя

$$k_Z = \frac{F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2}}{F_\delta}.$$

Коэффициенты k_Z и k_B подбираются для каждого заданного E_1 путем последовательных приближений (см. ниже). В первом приближении можно считать $k_Z = 1$.

Определение МДС F_0, образующей поток Φ_m, производится на основе закона полного тока для средней магнитной линии, состоящей из участков L_{a1}, h_{Z1}, δ, h_{Z2}, L_{a2} (рис. 40-1):

$$\frac{1}{2}\oint H\,dl = F_0,$$

где H — напряженность магнитного поля при потоке Φ_m;

dl — элементарный участок магнитной линии.

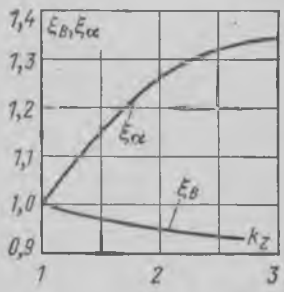


Рис. 40-2. Зависимости $\xi_\alpha = f(k_Z)$ и $\xi_B = f(k_Z)$.

Для облегчения расчетов линейный интеграл заменяют суммой магнитных напряжений на характерных участках магнитной цепи, исходя из предположения, что в пределах каждого участка напряженность магнитного поля постоянна:

$$\frac{1}{2}\oint H\,dl = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_{a1} + F_{a2} = F_0. \qquad (40\text{-}2)$$

Магнитное напряжение зазора

$$F_\delta = H_\delta \delta k_\delta = \frac{B_m \delta k_\delta}{\mu_0}, \qquad (40\text{-}3)$$

где $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ — коэффициент зазора по (24-10), учитывающий влияние зубчатости статора и ротора на магнитное сопротивление зазора;

$B_m = \Phi_m / \alpha_\delta \tau l_\delta$ — максимальная индукция в зазоре;

l_δ — расчетная длина машины по (23-10).

Коэффициент α_δ зависит от насыщения зубцов статора и ротора, характеризуемого коэффициентом k_Z. При слабом насыщении, когда кривая индукции в зазоре синусоидальна, $\alpha_\delta = 2/\pi$, см. (27-2); при насыщении магнитной цепи α_δ возрастает: $\alpha_\delta = 2\xi_\alpha/\pi$. Поправочный коэффициент $\xi_\alpha > 1$ определяется по рис. 40-2. Коэффициенты k_Z и α_δ подбираются для каждого заданного E_1 путем последовательных приближений (см. ниже).

Магнитное напряжение зубцов статора

$$F_{Z1} = H_{Z1} h_{Z1} \qquad (40\text{-}4)$$

определяется по напряженности поля в сечении зубца, отстоящем на h_{Z1} от его наиболее узкого сечения (т. е. головки зубца). Актив-

ная площадь стали в этом сечении равна:

$$S_{Z1} = b_{Z1} l_{м1} k_с,$$

где b_{Z1} — ширина зубца в сечении;

$l_{м1} = l'_1 (n_в + 1)$ — суммарная длина пакетов стали статора по рис. 40-1 ($n_в$ — число радиальных вентиляционных каналов);

$k_с$ — коэффициент заполнения пакета сталью ($k_с = 0{,}93$ для лакированных листов толщиной 0,5 мм).

Индукция в зубце находится исходя из непрерывности магнитного поля и сохранения потока во всех сечениях зубцового деления. Если насыщение зубцов умеренное, что наблюдается при индукции в зубце $B_{Z1} \leqslant 1{,}8$ Тл, то можно считать, что магнитный поток зубцового деления, рассчитанный по индукции в зазоре $\Phi_\delta = t_{Z1} l_\delta B_m$, сосредоточивается исключительно в листах стали зубца и не выходит в пазы и в немагнитные промежутки между ними (радиальные каналы и изоляцию между листами зубца). При этом допущении поток в стали зубца $\Phi_Z = B_{Z1} b_{Z1} l_{м1} k_с$ не отличается от потока в зазоре $\Phi_Z = \Phi_\delta$, откуда

$$B_{Z1} = B_m \frac{l_\delta t_{Z1}}{k_с l_{м1} b_{Z1}}. \qquad (40\text{-}5)$$

Если индукция $B_{Z1} \leqslant 1{,}8$ Тл, напряженность поля в зубце H_{Z1} определяется по основной характеристике намагничивания стали $H = f(B)$. Такие характеристики для различных электротехнических сталей, используемых в электрических машинах, имеются, например, в [13, разд. 7].

Если рассчитанная по (40-5) индукция $B_{Z1} > 1{,}8$ Тл и, следовательно, принятое допущение не оправдывается, в расчет приходится вносить уточнение, учитывая ответвление в паз и немагнитные промежутки магнитного потока $\Phi_п = B_{п1} S_{п1}$, где $S_{п1} = [l_1 b_{п1} + (1 - k_с) l_{м1} b_{Z1} + b_в n_в b_{Z1}]$ — сечение паза и немагнитных промежутков на одно зубцовое деление; $B_{п1}$ — индукция в пазу и в немагнитных промежутках; $b_{п1}$ — ширина паза в сечении, отстоящем на $h_{Z1}/3$ от головки зубца; l_1 — полная длина магнитопровода статора; $b_в$ — ширина вентиляционного канала.

В этом случае $\Phi_Z = \Phi_\delta - \Phi_п$.

Разделим правую и левую части уравнения на активное сечение зубца S_{Z1} и учтем, что при параллельном включении ветвей с индукциями B_{Z1} и $B_{п1}$ напряженности магнитного поля в них должны быть одинаковыми:

$$H_{п1} = \frac{B_{п1}}{\mu_0} = H_{Z1} = f(B_{Z1}).$$

После этого получим уравнение

$$B_{Z1} = B'_{Z1} - \mu_0 k_п H_{Z1},$$

в котором $B_{z1} = \Phi_z / S_{z1}$ — действительная индукция в стали зубца; B'_{z1} — индукция в стали зубца, рассчитанная по (40-5) при принятом первоначальном допущении; H_{z1} — напряженность поля в зубце, соответствующая по основной характеристике намагничивания искомой индукции B_{z1}; $k_п = S_{п1}/S_{z1}$ — коэффициент, учитывающий влияние немагнитных промежутков.

Искомая индукция B_{z1} определяется в результате совместного решения записанного выше уравнения, в котором B_{z1} линейно зависит от H_{z1}, и уравнения основной характеристики намагничивания для материала магнитопровода $H_{z1} = f(B_{z1})$. Решение получают обычно графически в виде пересечения прямой $B_{z1} = B'_{z1} - \mu_0 k_п H_{z1}$, проходящей через точку B'_{z1} с кривой $H_{z1} = f(B_{z1})$. Для облегчения решения можно пользоваться специальными характеристиками намагничивания $H_{z1} = f(B_{z1})$, построенными для различных значений $k_п$.

Магнитное напряжение зубцов ротора

$$F_{z2} = H_{z2} h_{z2} \tag{40-6}$$

определяется по аналогии с тем, как это было сделано для зубцов статора. При умеренном насыщении, когда $B_{z2} \leq 1{,}8$ Тл, индукция рассчитывается в предположении, что весь поток зубцового деления проходит по стали зубца

$$B_{z2} = B_m \frac{l_\delta t_{z2}}{k_c l_{м2} b_{z2}}, \tag{40-7}$$

где b_{z2} — ширина зубца в сечении, отстоящем на $h_{z2}/3$ от его основания;

$l_{м2} = l'_1 (n_в - 1) + 2l'_2$ — суммарная длина стали ротора по рис. 40-1.

В случае, когда рассчитанная по (40-7) индукция $B_{z2} > 1{,}8$ Тл, находят уточненное ее значение с учетом вытеснения части магнитного потока из зубцов в пазы и в немагнитные промежутки. Делают это таким же образом, как для зубцов статора.

Примечание. После определения F_δ, F_{z1} и F_{z2} уточняется коэффициент k_z, и, если он отличается более чем на 5% от заданного, расчет магнитных напряжений повторяют при уточненном значении k_z.

Магнитное напряжение ярма статора

$$F_{a1} = H_{a1} L_{a1} \xi \tag{40-8}$$

определяется по максимальной напряженности поля в ярме, соответствующей по основной кривой намагничивания стали [13, разд. 7] индукции

$$B_{a1} = \frac{\Phi_m}{2h_{a1} l_{м1} k_c}, \tag{40-9}$$

Коэффициент ξ, позволяющий учесть непостоянство напряженности по длине участка L_{a1}, берется из таблицы при $B_a = B_{a1}$.

B_a, Тл	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
ξ	0,57	0,54	0,5	0,46	0,4	0,33

Магнитное напряжение ярма ротора

$$F_{a2} = H_{a2} L_{a2} \xi \tag{40-10}$$

определяется аналогичным образом по максимальной индукции в ярме ротора

$$B_{a2} = \frac{\Phi_m}{2 h_{a2} l_{м2} k_c}. \tag{40-11}$$

Амплитуда МДС F_0, образующей поток взаимной индукции Φ_m, рассчитывается по (40-2). При слабонасыщенной магнитной цепи МДС F_0 практически не отличается от магнитного напряжения зазора F_δ, в общем случае она превышает F_δ в $k_н$ раз:

$$F_{0m} = k_н F_\delta = F_\delta + F_{Z1} + F_{Z2} + F_{a1} + F_{a2}, \tag{40-12}$$

где $k_н$ — коэффициент насыщения магнитной цепи.

40-3. РАСЧЕТ ТОКА ХОЛОСТОГО ХОДА

Реактивная составляющая тока холостого хода, создающая МДС F_0, определяется из (25-9):

$$I_{0r} = \frac{\pi p F_{0m}}{\sqrt{2}\, m_1 w_1 k_{o1}}. \tag{40-13}$$

Кроме реактивной составляющей тока I_{0r}, опережающей ЭДС $\dot{E}_1$ на угол $\pi/2$, в обмотке статора при идеальном холостом ходе имеется активная составляющая тока I_{0a}, которая соответствует магнитным потерям магнитопровода $P_м$ при потоке Φ_m и ЭДС E_1:

$$I_{0a} = P_м / m_1 E_1. \tag{40-14}$$

Магнитные потери в режиме холостого хода имеются только в магнитопроводе статора, зубцы и ярмо которого перемагничиваются вращающимся полем с частотой f_1. В роторе, вращающемся при холостом ходе с частотой поля, потери не выделяются, поскольку элементы ротора, неподвижные по отношению к полю, не подвергаются перемагничиванию (в номинальном режиме, когда скольжение и частота перемагничивания невелики, магнитные потери в роторе пренебрежимо малы).

Магнитные потери при холостом ходе принимаются равными основными магнитными потерям в зубцах и ярме статора и рассчитываются по (31-11), (31-12), (31-9) при частоте f_1, соответствующих

индукциях B_{Z1} и B_{a1} и массах стали m_{Z1} и m_{a1}:

$$P_{м} = (k_{дZ} B_{Z1}^{2} m_{Z1} + k_{да} B_{a1}^{2} m_{a1})\, p_{1,0/50} (f_1/50)^{1,3}, \qquad (40\text{-}15)$$

где $k_{дZ} = 1{,}7$; $k_{да} = 1{,}4$.

Активная составляющая тока холостого хода в асинхронных машинах много меньше реактивной, поэтому ток холостого хода практически не отличается от реактивной составляющей

$$I_0 = \sqrt{I_{0r}^2 + I_{0a}^2} \approx I_{0r}. \qquad (40\text{-}16)$$

Угол β_0' между током $\dot{I}_0$ и ЭДС — $\dot{E}_1$ (см. рис. 2-8) не отличается от угла между током $\dot{I}_0$ и его активной составляющей I_{0a} и может быть выражен как

$$\beta_0' = \arccos \frac{I_{0a}}{I_0}.$$

С помощью этого угла можно найти активную и реактивную составляющие тока холостого хода $\dot{I}_0$ как $I_{0a} = I_0 \cos \beta_0'$ и $I_{0r} = I_0 \sin \beta_0'$, а также активную и реактивную составляющие ЭДС — $\dot{E}_1$ как $E_1 \cos \beta_0'$ и $E_1 \sin \beta_0'$.

Ток холостого хода при $U_1 = U_{1н}$ составляет в асинхронной машине значительно большую долю номинального тока, чем в трансформаторе. Это связано с тем, что между магнитопроводами статора и ротора машины всегда имеется немагнитный зазор, обладающий большим сопротивлением для магнитного потока, в то время как в трансформаторе магнитопровод выполняется обычно замкнутым.

Относительный ток холостого хода $I_0/I_{1н}$ возрастает с уменьшением мощности и частоты вращения и для двигателей мощностью от 1 до 100 кВт варьируется в пределах от 0,5 до 0,25; в микродвигателях — от 0,5 до 1,0.

Повторяя расчет тока холостого хода I_0 для различных ЭДС E_1 (или потоков Φ_m,) можно построить зависимости $E_1 = f(I_0)$ и $\Phi_m = f(I_0)$, первая из которых называется характеристикой холостого хода, а вторая — характеристикой намагничивания машины. Эти зависимости получаются линейными только при небольших ЭДС $E_1 < U_{1н}$; при ЭДС $E_1 > U_{1н}$, когда магнитная цепь машины обычно насыщается, зависимости становятся резко нелинейными.

40-4. РАСЧЕТ ГЛАВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТКИ СТАТОРА

После проведения расчета магнитной цепи и определения тока холостого хода можно найти главное сопротивление обмотки статора с учетом насыщения магнитной цепи

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0 = -\frac{\dot{E}_1}{\dot{I}_0}, \qquad (40\text{-}17)$$

где $R_0 = E_1 \cos \beta_0' / I_0$ — активная составляющая главного сопротивления;

$X_0 = E_1 \sin \beta_0' / I_0$ — реактивная составляющая главного сопротивления;

$\beta_0' = \operatorname{arctg} \frac{I_{0r}}{I_{0a}}$ — угол между ЭДС — $\dot{E}_1$ и током $\dot{I}_0$ (см. ранее).

Электрические потери, выделяющиеся в активной составляющей главного сопротивления R_0, соответствуют реальным магнитным потерям $P_м$. Поэтому R_0 может быть выражено через $P_м$:

$$R_0 = \frac{E_1 \cos \beta_0'}{I_0} \frac{m_1 I_0}{m_1 I_0} = \frac{P_м}{m_1 I_0^2}. \qquad (40\text{-}18)$$

Реактивная мощность Q_0 в реактивной составляющей главного сопротивления X_0 при токе I_0 соответствует реактивной мощности в главном индуктивном сопротивлении самоиндукции $X_{11} = 2\pi f_1 L_{11m} = E_1 / I_{0r}$ при токе в нем I_{0r}. Поэтому

$$Q_0 = m_1 X_0 I_0^2 = m_1 X_{11} I_{0r}^2$$

и, следовательно, существует следующее соотношение между рассматриваемыми индуктивными сопротивлениями:

$$X_0 = X_{11} \frac{I_{0r}^2}{I_0^2} = X_{11} \sin^2 \beta_0', \qquad (40\text{-}19)$$

где $\sin \beta_0' = \frac{I_{0r}}{I_0} = \frac{X_0}{\sqrt{X_0^2 + R_0^2}} \approx \frac{X_{11}}{\sqrt{X_{11}^2 + R_0^2}}$.

В большинстве случаев с достаточной точностью $\sin \beta_0' \approx 1$.

Главная индуктивность L_{11m} в ненасыщенной машине определяется по (28-4), в насыщенной она должна быть уменьшена в $k_н$ раз. Составляющие главного сопротивления обмотки статора зависят от насыщения магнитной цепи, которое определяется ЭДС E_1 или магнитным потоком взаимной индукции Φ_m.

ГЛАВА СОРОК ПЕРВАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ НАГРУЗКЕ

41-1. ОСНОВНЫЕ ПРЕДПОЛОЖЕНИЯ И ДОПУЩЕНИЯ

Ограничимся рассмотрением установившихся электромагнитных процессов в нагруженной асинхронной машине при синусоидальных напряжениях на обмотке статора, образующих симметричную многофазную систему.

Электромеханическое преобразование энергии происходит в асинхронной машине во всех режимах, за исключением двух особых режимов: режима холостого хода и режима короткого замыкания. В режиме холостого хода механическая мощность, развиваемая

ротором, $P_{мех} = M\Omega$ равна нулю, поскольку угловая скорость ротора совпадает с угловой скоростью поля $\Omega = \Omega_1$ и электромагнитный момент $M = 0$. В режиме короткого замыкания механическая мощность равна нулю, поскольку в этом режиме ротор неподвижен, $\Omega = 0$.

При заданном напряжении U_1 и частоте сети f_1 электромагнитные процессы в асинхронной машине определяются внешним моментом $M_в$, приложенным к валу машины, и его направлением. Если внешний момент направлен против вращения поля, машина работает в режиме двигателя; по мере увеличения этого момента увеличивается механическая мощность, $P_2 = M_в\Omega$, преобразованная из электрической мощности; угловая скорость ротора Ω уменьшается ($\Omega < \Omega_1$), скольжение s увеличивается:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} > 0.$$

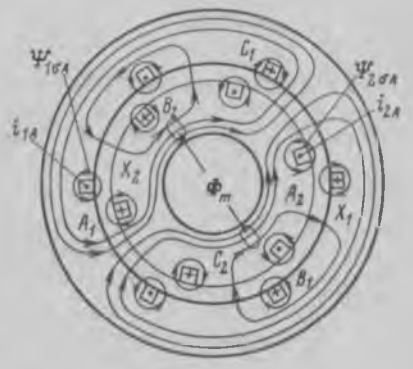


Рис. 41-1. Магнитные поля рассеяния и взаимной индукции в асинхронной машине.

Наоборот, при внешнем моменте, направленном в сторону вращения поля, машина работает в режиме генератора; по мере увеличения этого момента увеличивается поступающая в сеть электрическая активная мощность, преобразованная из механической мощности $P_2 = M_в\Omega$; угловая скорость ротора увеличивается ($\Omega > \Omega_1$), скольжение становится отрицательным:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} < 0.$$

Для того чтобы установить количественные связи между внешним моментом $M_в$, действующим на вал ротора, угловой скоростью ротора Ω и величинами электрических цепей статора и ротора машины (напряжениями, токами, активными и реактивными мощностями), нужно составить систему уравнений, описывающих электромагнитные процессы в цепях многофазных обмоток статора и ротора.

Поскольку все величины электрических цепей статора и ротора изменяются во времени практически синусоидально, эту систему уравнений наиболее удобно записать в комплексной форме. Анализ электромагнитных процессов в асинхронной машине производится с помощью модели, изображающей один период ее поля (см. § 30-2). Однопериодная модель асинхронной машины представлена на рис. 41-1.

В однопериодной модели сохраняются без изменения размеры в пределах полюсного деления асинхронной машины (размеры

зазора, пазов, числа эффективных проводников в пазах, токи в пазах, напряжения в витках, индукции магнитного поля, магнитные потоки); углы между любыми элементами полюсного деления увеличиваются в p раз (где p — число периодов поля в самой машине); угловая скорость поля Ω_1 и угловая скорость ротора Ω увеличиваются в p раз и становятся равными соответственно $\Omega_1 p = \frac{\omega_1}{p} p = \omega_1$ и $\omega = \Omega p$; скольжение s и частоты в обмотках статора f_1 и ротора f_2 сохраняются.

С целью упрощения на всех последующих рисунках зубчатые магнитопроводы статора и ротора одноперiодной модели изображаются гладкими.

41-2. УРАВНЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ ОБМОТКИ СТАТОРА. МДС СТАТОРА

Многофазная обмотка статора (см. гл. 22) с числом фаз m_1 соединяется при $m_1 = 3$ в звезду или треугольник и образует (при протекании по ее фазам симметричной системы токов I_1) вращающееся поле с числом периодов p. Токи I_1 появляются в фазах обмотки статора под действием симметричной системы напряжений питающей сети U_1. Частота этих токов f_1 совпадает с частотой напряжения сети. Амплитуда p-периодной (основной) гармонической МДС обмотки статора

$$F_{1m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{I_1 w_1 k_{o1}}{p} \qquad (41\text{-}1)$$

пропорциональна фазным токам I_1, числу последовательных витков фазы w_1 и ее обмоточному коэффициенту k_{o1} для основной гармонической [см. (25-9)].

Магнитодвижущая сила статора F_{1m} и поле взаимной индукции с индукцией B_m, в образовании которых, кроме МДС статора, принимает участие еще и МДС ротора F_{2m}, вращаются с угловой скоростью

$$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} = \frac{\omega_1}{p}.$$

На пространственно-временной диаграмме, показанной на фоне одноперiодной модели асинхронной машины (рис. 41-2, *а*), величины электрических цепей $\dot{U}_1$, $\dot{I}_1$ и пространственно-распределенные величины $\dot{F}_{1m}$, $\dot{B}_m$ изображаются в виде комплексов, вращающихся с угловой скоростью ω_1.

Проекции комплексных функций, изображающих действующие фазные величины ($\dot{U}_1 e^{j\omega t}$, $\dot{I}_1 e^{j\omega t}$ и др.), на оси фаз статора A_1, B_1, C_1 равны соответствующим мгновенным фазным величинам, уменьшенным в $\sqrt{2}$ раз; проекции пространственных комплексов, изображающих синусоидально-распределенные в зазоре величины, на любое направление дают представление о мгновенных значениях этих величин в соответствующей точке зазора.

Вращающееся поле взаимной индукции образует с фазой обмотки статора потокосцепление (см. § 27-5), амплитуда которого $\Psi_{1m} = \omega_1 k_{o1} \Phi_m$ пропорциональна потоку $\Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta B_m$ и в конечном счете амплитуде индукции поля в зазоре B_m *.

Комплексы $\dot{B}_m$, $\dot{\Phi}_m$ и $\dot{\Psi}_{1m}$ совпадают на диаграмме по направлению (рис. 41-2). В результате изменения потокосцепления с угловой частотой $\omega_1 = 2\pi f_1$ в фазе индуктируется ЭДС взаимной

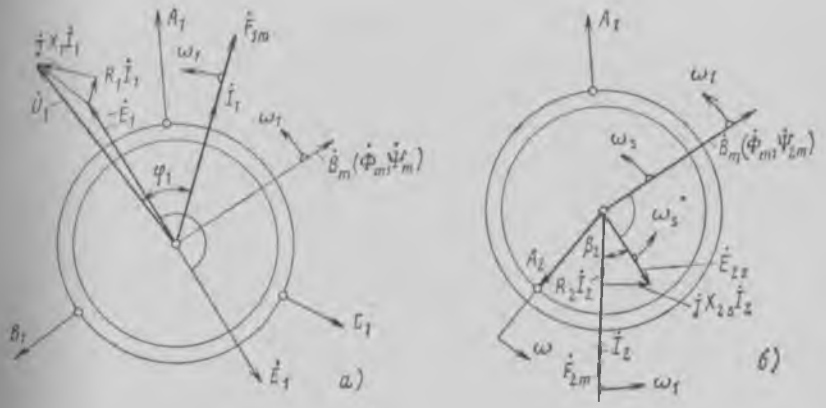


Рис. 41-2. Пространственно-временные диаграммы величин статора (*а*) и ротора (*б*) асинхронной машины (режим двигателя $\omega < \omega_1$, $s > 0$).

индукции. Действующее значение этой ЭДС представляется комплексом

$$\dot{E}_1 = -j\omega_1 \frac{\dot{\Psi}_{1m}}{\sqrt{2}} = -j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 w_1 k_{o1} \dot{\Phi}_m . \qquad (41\text{-}2)$$

Кроме того, с фазой статора сцепляется поле рассеяния, образуя потокосцепление $\dot{\Psi}_{1\sigma}$, пропорциональное току фазы $\dot{I}_1$ (линии поля взаимной индукции и поля рассеяния для фазы A_1 и других фаз статора показаны на рис. 41-1).

Электродвижущую силу рассеяния $E_{\sigma 1}$, индуктируемую в фазе статора при изменении потокосцепления рассеяния с угловой частотой ω_1, выражают обычно через ток $\dot{I}_1$ и индуктивное сопротивление рассеяния статора $X_1 = \omega_1 L_{\sigma 1}$ (см. § 28-7):

$$\dot{E}_{1\sigma} = -j\omega_1 \frac{\dot{\Psi}_{1\sigma}}{\sqrt{2}} = -jX_1 \dot{I}_1 . \qquad (41\text{-}3)$$

Напряжения, ЭДС и токи фаз статора должны удовлетворять уравнению напряжений, которое в комплексной форме записывается

* Уравнения для Φ_m и E_1 даны здесь для ненасыщенной машины с синусоидально распределенной в зазоре индукцией; для насыщенной машины они записаны в гл. 40.

так же, как для первичной обмотки трансформатора (см. § 3-2):

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{1\sigma} = R_1 \dot{I}_1,$$

где R_1 — активное сопротивление фазы статора для тока частоты f_1 (по § 31-2).

Выражая $\dot{E}_{1\sigma}$ через ток $\dot{I}_1$ по (41-3), можно ввести в это уравнение сопротивление фазы статора Z_1:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_1 \dot{I}_1, \qquad (41\text{-}4)$$

где $Z_1 = R_1 + jX_1$ — сопротивление фазы статора [1].

Уравнению (41-4) соответствует диаграмма напряжений статора, построенная на рис. 41-2, *а* для режима двигателя.

Значение и направление ЭДС $\dot{E}_1$, индуктированной вращающимся полем $\dot{B}_m$, выбраны на диаграмме таким образом, чтобы при заданном напряжении $\dot{U}_1$ машина работала в режиме двигателя. Для этого нужно, чтобы ток фазы

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1 + \dot{E}_1}{Z_1}$$

отставал от напряжения $\dot{U}_1$ на угол $\varphi_1 < \pi/2$ и активная мощность $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1 > 0$ (положительной считается мощность, потребляемая из сети).

41-3. УРАВНЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ РОТОРА. МДС РОТОРА

Ротор асинхронной машины вращается с угловой скоростью Ω, которая в общем случае отличается от угловой скорости поля взаимоиндукции $\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p} = \frac{\omega_1}{p}$ (соответственно в одноперiодной модели по рис. 41-2 угловая скорость ротора $\omega = \Omega p$ не совпадает с угловой скоростью поля $\omega_1 = \Omega_1 p = 2\pi f_1$).

Относительно ротора поле взаимной индукции, представленное на рис. 41-2, *б* комплексом $\dot{B}_m$, вращается с угловой скоростью $\Omega_s = \Omega_1 - \Omega$, называемой угловой скоростью скольжения (соответственно в модели поле вращается относительно ротора со скоростью $\omega_s = \omega_1 - \omega$). На рис. 41-2 и др. скорость ω_1 по отношению к статору показана на фоне статора; скорость ω_s по отношению к ротору — на фоне ротора. Используя понятие скольжения поля по отношению к ротору

$$s = \frac{\Omega_s}{\Omega_1} = \frac{\omega_s}{\omega_1}, \qquad (41\text{-}5)$$

можно выразить угловую скорость скольжения через угловую скорость поля

$$\Omega_s = \Omega_1 - \Omega = s\Omega_1 \quad \text{или} \quad \omega_s = \omega_1 - \omega = s\omega_1. \qquad (41\text{-}6)$$

[1] Сопротивление Z_1 рассчитывается без учета потокосцепления от поля взаимной индукции.

В режиме двигателя, которому соответствует диаграмма на рис. 41-2 $\Omega_1 > \Omega$ ($\omega_1 > \omega$), скольжение s и угловая скорость скольжения Ω_s, с которой поле B_m вращается относительно ротора, положительны. Это означает, что в режиме двигателя поле B_m вращается относительно ротора в ту же сторону, что и по отношению к статору (ω_s направлено в сторону ω_1).

Вращающееся поле взаимной индукции образует с фазой обмотки ротора потокосцепление (см. § 27-5), амплитуда которого равна:

$$\Psi_{2m} = w_2 k_{o2} \Phi_m, \tag{41-7}$$

где w_2 — число витков фазы ротора;

k_{o2} — обмоточный коэффициент фазы ротора для основной (p-периодной) гармонической индукции.

Поток взаимной индукции Φ_m в этом уравнении тот же, что и в (41-2). По направлению комплексы $\dot{\Phi}_m$ и $\dot{\Psi}_{2m}$ совпадают с комплексом $\dot{B}_m$. В результате изменения потокосцеплений фаз ротора с угловой частотой ω_s в них индуктируется ЭДС взаимной индукции E_{2s}. Частота f_2 ЭДС взаимной индукции, токов и других величин в фазах ротора определяется угловой скоростью поля по отношению к ротору

$$f_2 = \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{\omega_1 s}{2\pi} = f_1 s. \tag{41-8}$$

Комплекс ЭДС $\dot{E}_{2s}$ отстает от комплекса потокосцепления на угол $\pi/2$, действующее значение ЭДС при скольжении s равно:

$$\dot{E}_{2s} = -j\omega_s \frac{\dot{\Psi}_{2m}}{\sqrt{2}} = -j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_2 w_2 k_{o2} \dot{\Phi}_m. \tag{41-9}$$

Электродвижущая сила взаимной индукции в фазе ротора E_{2s} может быть выражена через ЭДС взаимной индукции E_2, которая индуктировалась бы тем же полем в неподвижном роторе при $\omega = 0$, $\omega_s = \omega_1 - \omega = \omega_1$, скольжении $s = 1$ и частоте $f_2 = f_1 s = f_1$.

Как вытекает из (41-8),

$$E_{2s} = E_2 s, \tag{41-10}$$

где $E_2 = \omega_1 \frac{\Psi_{2m}}{\sqrt{2}}$.

С фазой ротора сцеплено также поле рассеяния. Оно образует потокосцепление $\Psi_{2\sigma}$, пропорциональное току фазы I_2 (линии поля взаимной индукции и полей рассеяния для фазы A_2 и других фаз ротора показаны на рис. 41-1).

Электродвижущую силу рассеяния $\dot{E}_{2\sigma s}$, индуктируемую в фазе ротора при изменении потокосцепления фазы с угловой частотой $\omega_s = 2\pi f_2 = s\omega_1$, выражают обычно через ток $\dot{I}_2$ и индуктивное сопротивление рассеяния ротора при скольжении s, равное

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} = 2\pi s f_1 L_{\sigma 2} = s X_2, \tag{41-11}$$

где $X_2 = 2\pi f L_{\sigma 2}$ — индуктивное сопротивление рассеяния неподвижного ротора при $s = 1$ и частоте $f_2 = f_1$ (см. § 28-7).

Действующее значение ЭДС рассеяния ротора

$$\dot{E}_{2\sigma s} = -jX_{2s}\dot{I}_2. \tag{41-12}$$

Электродвижущие силы и токи фаз ротора должны удовлетворять уравнению напряжений, которое в комплексной форме записывается так же, как для вторичной обмотки трансформатора (см. § 3-2):

$$\dot{E}_{2s} + \dot{E}_{2\sigma s} = R_2\dot{I}_2,$$

где R_2 — активное сопротивление фазы ротора для тока частоты

$$f_2 = sf_1.$$

Выражая $\dot{E}_{2\sigma s}$ через ток $\dot{I}_2$ по (41-12), можно ввести в уравнение напряжений сопротивление фазы ротора $R_2 + jX_{2s}$:

$$\dot{E}_{2s} = (R_2 + jX_{2s})\dot{I}_2. \tag{41-13}$$

Под действием ЭДС $\dot{E}_{2s}$ в фазах ротора появляется ток

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{(R_2 + jX_{2s})}, \tag{41-14}$$

отстающий от ЭДС $\dot{E}_{2s}$ на угол β_2 (см. рис. 41-2, *б*):

$$\beta_2 = \operatorname{arctg}\frac{X_{2s}}{R_2}. \tag{41-15}$$

Ток I_2, появляющийся в фазах ротора в результате электромагнитной индукции, изменяется, как и ЭДС E_{2s}, с частотой $f_2 = sf_1$. Уравнению (41-13) соответствует диаграмма напряжений ротора, построенная на рис. 41-2, *б*. Фазные величины ротора могут быть получены проектированием соответствующих комплексов на оси фаз ротора A_2, B_2, C_2, вращающиеся вместе с ротором с угловой скоростью ω. Поскольку комплексы, изображающие фазные величины ротора, вращаются по отношению к ротору со скоростью $\omega_s = \omega_1 - \omega$, их проекции изменяются с частотой $f_2 = \frac{\omega_s}{2\pi}$.

Симметричная система токов I_2 в m_2-фазной обмотке ротора, смещенных во времени на угол $2\pi/m_2$, образует p-периодную (основную) гармоническую МДС ротора с амплитудой (см. § 25-9)

$$F_{2m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_2 \frac{I_2 w_2 k_{o2}}{p}. \tag{41-16}$$

По отношению к ротору МДС F_{2m} вращается с угловой скоростью $\omega_s = 2\pi f_2$ в однопериодной модели и со скоростью $\Omega_s = \omega_s/p$ в самой машине. При этом комплекс МДС F_{2m} совпадает по направлению с комплексом тока $\dot{I}_2$. Учитывая угловую скорость ротора, равную $\omega = \Omega p$ в однопериодной модели и Ω в самой машине, нетрудно

выявить, что относительно статора МДС $\dot{F}_{2m}$ вращается со скоростью

$$\omega + \omega_s = \omega_1$$

в модели и со скоростью

$$\Omega + \Omega_s = \Omega_1$$

в самой машине.

Таким образом, МДС ротора $\dot{F}_{2m}$ вращается в пространстве с той же скоростью, что и МДС статора $\dot{F}_{1m}$.

41-4. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ И ВЕЛИЧИН КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКИ ТИПА БЕЛИЧЬЕЙ КЛЕТКИ

Короткозамкнутая обмотка образуется из Z_2 стержней с токами $\dot{I}_{с1}, \dot{I}_{с2}, \dot{I}_{с3}$ ... размещающихся в пазах магнитопровода ротора, и двух колец, с помощью которых образуются электрические соединения между стержнями. По участку кольца, расположенному между стержнями *1* и *2*, протекает ток $\dot{I}_{к1}$, по участку между стержнями *2* и *3* — ток $\dot{I}_{к2}$, затем ток $\dot{I}_{к3}$ и т. д. (рис. 41-3).

Фаза короткозамкнутой обмотки представляет собой одновитковый контур, состоящий из двух соседних стержней и размещенных между ними участков колец. Например, контур фазы *1* включает стержни *1* и *2* и соответствующие участки колец.

Число фаз короткозамкнутой обмотки ротора равно числу ее стержней (или контуров):

$$m_2 = Z_2.$$

Число витков фазы, состоящей из одного контура, равно единице:

$$w_2 = 1.$$

Обмоточный коэффициент фазы равен коэффициенту укорочения:

$$k_{о2} = k_{у2} = \sin\frac{\pi y}{2\tau} = \sin\frac{\pi p}{Z_2}, \qquad (41\text{-}17)$$

где $y = 1$ — шаг контура фазы (в зубцовых делениях);

$\tau = Z_2/2p$ — полупериод основной гармонической вращающегося поля (в зубцовых делениях).

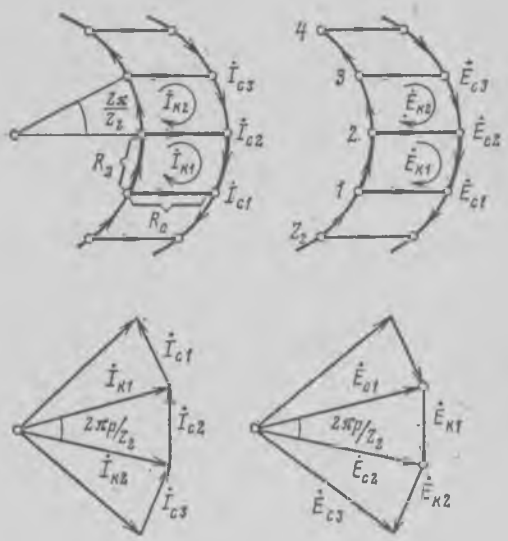


Рис. 41-3. Токи и ЭДС контуров и стержней короткозамкнутой обмотки.

Под током фазы понимается ток контура, равный току в соответствующих участках колец: $\dot{I}_{2(1)} = \dot{I}_{к1}, \dot{I}_{2(2)} = \dot{I}_{к2}$ и т. д. По каждому из стержней протекают токи двух соседних фаз. Токи стержней равны разности токов соседних фаз (контуров):

$$\dot{I}_{с2} = \dot{I}_{к1} - \dot{I}_{к2}. \qquad (41\text{-}18)$$

В силу симметрии обмотки токи, индуктированные в фазах p-периодным вращающимся полем, одинаковы: $I_2 = I_к = I_{к1} = I_{к2} = \ldots$. Комплексы токов фаз образуют на векторной диаграмме симметричную звезду с углами между токами соседних фаз $2\pi p/Z_2$ (контуры соседних фаз смещены в пространстве на угол $2\pi/Z_2$

Токи стержней являются сторонами многоугольника, построенного на звезде контурных токов. Действующее значение тока стержня

$$I_c = 2I_2 \sin \frac{\pi p}{Z_2} \tag{41-19}$$

(для вывода формулы нужно рассмотреть треугольник из токов $I_{к1}$, $I_{к2}$, I_{c2}, рис. 41-3).

Электродвижущая сила фазы $E_{2s} = E_к = E_{к1} = E_{к2} = \ldots$ может рассматриваться как разность ЭДС стержней, входящих в контур, например

$$\dot{E}_{к1} = \dot{E}_{c2} - \dot{E}_{c1}. \tag{41-20}$$

Действующее значение ЭДС стержня $E_c = E_{c1} = E_{c2} = \ldots$ определяется из треугольника векторов E_{c1}, E_{c2}, $E_{к1}$:

$$E_c = \frac{E_{2s}}{2 \sin \frac{\pi p}{Z_2}}. \tag{41-21}$$

Эквивалентные сопротивления фаз короткозамкнутой обмотки R_2, X_2 определяются исходя из энергетических соображений. Сумма электрических потерь в фазах обмотки

$$Z_2 R_2 I_2^2$$

должна быть равна сумме потерь в стержнях $Z_2 R_c I_c^2$ и в элементах короткозамыкающих колец между соседними стержнями $2Z_2 R_{э.к} I_к^2$ (здесь $I_к = I_2$, R_c — активное сопротивление стержня, $R_{э.к}$ — активное сопротивление элемента кольца между стержнями, см. рис. 41-3). После преобразований имеем:

$$R_2 = 2R_{э.к} + R_c (I_c/I_2)^2, \tag{41-22}$$

аналогично

$$X_2 = 2X_{э.к} + X_c (I_c/I_2)^2, \tag{41-23}$$

где X_c — индуктивное сопротивление рассеяния стержня;
$X_{э.к}$ — индуктивное сопротивление рассеяния элемента кольца;

$$(I_c/I_2)^2 = 4 \left(\sin \frac{\pi p}{Z_2} \right)^2$$

— см. (41-19).

41-5. УРАВНЕНИЕ МДС. НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК. ПОЛЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ

Как было показано в § 41-3, МДС ротора F_{2m} вращается с той же скоростью, что и МДС статора F_{1m}. И та, и другая МДС вращаются с угловой скоростью Ω_1 (в модели ω_1) относительно статора и со скоростью Ω_s (в модели ω_s) относительно ротора. Взаимное расположение МДС статора и ротора, представленных в модели комплексами $\dot{F}_{1m}$ и $\dot{F}_{2m}$, в установившемся режиме все время сохраняется (рис. 41-4). Поэтому р е з у л ь т и р у ю щ а я МДС $\dot{F}_{0m}$ имеет в каждом режиме вполне определенную амплитуду, вращается со скоростью Ω_1 (в модели ω_1) относительно статора и определяется из уравнения МДС

$$\dot{F}_{0m} = \dot{F}_{1m} + \dot{F}_{2m}. \tag{41-24}$$

Соответственно и поле взаимной индукции, образуемое результирующей МДС $\dot{F}_{0m}$, имеет в каждом режиме вполне определенную индукцию $\dot{B}_m$ и вращается относительно статора с теми же скоростями.

Поток взаимной индукции Φ_m в режиме нагрузки может быть найден из расчета магнитной цепи, проведенного при холостом ходе (40-2). При этом можно воспользоваться характеристикой намагничивания $\Phi_m = f(F_{0m})$, понимая под F_{0m} результирующую МДС при нагрузке. Одинаковым результирующим МДС F_{0m} при холостом ходе и при нагрузке будут соответствовать одинаковые потоки взаимной индукции.

Развивая аналогию в образовании поля взаимной индукции с режимом холостого хода, можно ввести понятие намагничивающего тока I_0. Под намагничивающим током будем понимать ток I_0 в обмотке статора, который образует МДС, равную результирующей МДС F_{0m}. Намагничивающий ток изображается (см. рис. рис. 41-4) комплексом

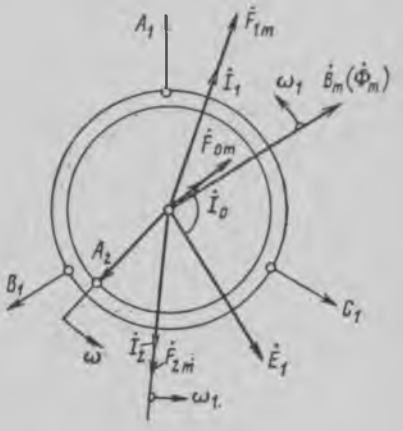


Рис. 41-4. Пространственно-временная диаграмма МДС и токов асинхронной машины (режим двигателя $\omega < \omega_1$, $s > 0$).

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{F}_{0m}\pi p}{\sqrt{2}\, m_1 w_1 k_{o1}}, \qquad (41\text{-}25)$$

совпадающим по направлению на комплексной плоскости с $\dot{F}_{0m}$. Одновременно можно МДС F_{2m} мыслить образованной током I'_2, протекающим по обмотке статора. Этот ток называется приведенным к обмотке статора током ротора и изображается комплексом

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{F}_{2m}\pi p}{\sqrt{2} m_1 w_1 k_{o1}} = k_1 \dot{I}_2, \qquad (41\text{-}26)$$

где $k_1 = \dfrac{m_2 w_2 k_{o2}}{m_1 w_1 k_{o1}}$ — коэффициент приведения тока ротора.

Заметим, что фазные токи I_0 и I'_2 представляют собой симметричные системы токов в обмотке статора, изменяющиеся с частотой f_1 и образующие вращающиеся МДС с соответствующими амплитудами (F_{0m} и F_{2m}). После введения токов $\dot{I}_0$ и $\dot{I}'_2$ можно выразить МДС F_{0m}, F_{2m} и F_{1m} в (41-24) через соответствующие токи с помощью (41-25), (41-26) и, разделив все члены уравнения на $\dfrac{\sqrt{2}\, m_1 w_1 k_{o1}}{\pi p}$, получить другую форму записи уравнения МДС

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2. \qquad (41\text{-}27)$$

В такой форме уравнение МДС называется уравнением токов. Намагничивающий ток $\dot{I}_0$, определяемый из этого уравнения, создает такое же поле взаимной индукции, как равный ему ток $\dot{I}_0$ при холостом ходе. Соответственно и ЭДС взаимной индукции в обмотке статора в режиме нагрузки E_1 получается такой же, как в режиме холостого хода при токе I_0. Поэтому уравнение, связывающее ЭДС взаимной индукции E_1 с намагничивающим током I_0 при нагрузке, получается таким же, как при холостом ходе (40-17):

$$\dot{E}_1 = -Z_0\dot{I}_0, \qquad (41\text{-}28)$$

где $Z_0 = R_0 + jX_0$ — главное сопротивление обмотки статора.

Комплексы индукции $\dot{B}_m$ и магнитного потока $\dot{\Phi}_m$ опережают комплекс ЭДС $\dot{E}_1$ на угол $\pi/2$. Связь между ЭДС E_1, с одной стороны, и B_m и Φ_m, с другой, сохраняется такой же, как при холостом ходе [см. (40-1), (40-3) с учетом насыщения, (41-2) без учета насыщения].

Уравнениям МДС (41-24) и токов (41-27) на рис. 41-4 соответствуют диаграммы МДС и токов.

41-6. ДИАГРАММА НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Диаграмма напряжений и токов асинхронной машины, представленная на рис. 41-5, графически интерпретирует систему уравнений, описывающих явления в электрических цепях статора и ротора асинхронной машины (41-4), (41-13), (41-27), (41-28).

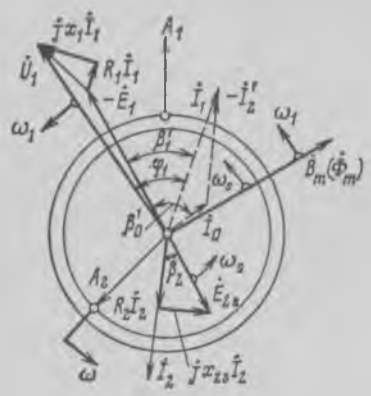


Рис. 41-5. Пространственно-временна́я диаграмма асинхронной машины (режим двигателя $\omega < \omega_1$, $s > 0$).

Диаграмма строится на пространственной комплексной плоскости одноперио́дной модели и представляет собой объединение частичных диаграмм, построенных на рис. 41-2 и 41-4. Все комплексы вращаются на диаграмме со скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$, ротор и оси фаз ротора вращаются с угловой скоростью $\omega = \Omega p$, статор и оси фаз статора считаются неподвижными. Фазные величины статора являются проекциями соответствующих комплексов ($\dot{U}_1$, $\dot{E}_1$, $\dot{I}_1$ и др.) на оси фаз статора; фазные величины ротора являются проекциями соответствующих комплексов ($\dot{E}_{2s}$, $\dot{I}_2$ и др.) на оси фаз ротора, по отношению к которым они вращаются со скоростью $\omega_1 - \omega = \omega_s$.

Пространственно-распределенные величины получаются проектированием комплексов ($\dot{B}_m$, $\dot{F}_{1m}$, $\dot{F}_{2m}$, $\dot{F}_{0m}$) на радиусы, направленные в рассматриваемую точку зазора.

Построение диаграммы наиболее удобно начать с комплекса индукции $\dot{B}_m$, совпадающего по направлению с комплексами $\dot{\Phi}_m$, $\dot{\Psi}_{1m}$, $\dot{\Psi}_{2m}$. При этом, кроме амплитуды индукции в зазоре B_m, считаются заданными частота тока статора f_1, угловая скорость ротора Ω, параметры X_0, R_0, R_1, R_2 X_1, X_{2s} и характеристики намагничивания. В ходе построения диаграммы определяются графически все другие величины электрических цепей статора и ротора (E_{2s}, I_2, I_0, I_1, E_1, U_1 и др.). На рис. 41-5 показана диаграмма для режима двигателя ($0 < \Omega < \Omega_1$; $1 > s > 0$). Ее построение производится в следующей последовательности:

1. Намечается произвольное положение комплекса $\dot{B}_m$.

2. Изображаются комплексы $\dot{\Phi}_m$, $\dot{\Psi}_{1m}$, $\dot{\Psi}_{2m}$ совпадающими по направлению с $\dot{B}_m$. Поток Φ_m рассчитывается по (41-2) или (40-3) с учетом уплощения кривой индукции.

3. Изображаются отстающими на угол $\pi/2$ от $\dot{\Phi}_m$ комплексы ЭДС $\dot{E}_1$ по (40-1) или (41-2) и ЭДС $\dot{E}_{2s}$ по (41-9).

4. По (41-14) определяется комплекс тока $\dot{I}_2$, отстающий на угол β_2 от $\dot{E}_{2s}$, и строится диаграмма напряжений ротора.

5. По (41-26) рассчитывается приведенный к статору ток ротора $\dot{I}'_2$.

6. По (41-28) определяется комплекс тока $\dot{I}_0$.

7. По (41-27) определяется комплекс тока статора $\dot{I}_1$.

8. По (41-4) строится диаграмма напряжений статора и определяются напряжение первичной сети $\dot{U}_1$ и угол φ_1 между $\dot{U}_1$ и $\dot{I}_1$.

41-7. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В АСИНХРОННОЙ МАШИНЕ. ПОТЕРИ. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Для понимания электромагнитных процессов, протекающих в машине, полезно проследить за отдельными этапами электромеханического преобразования энергии в ней.

В режиме двигателя (рис. 41-6) угловая скорость ротора не превосходит угловой скорости поля ($0 < \Omega < \Omega_1$), из сети потребляется активная мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi_1, \qquad (41\text{-}29)$$

где φ_1 — угол между напряжением и током обмотки статора, показанный на диаграмме рис. 41-5.

Угол φ_1 считается положительным при отстающем токе. В режиме двигателя он лежит в диапазоне $\pi/2 > \varphi_0 > \varphi_1 > 0$, и мощность P_1 оказывается положительной.

Выражая активную составляющую напряжения $U_1\cos\varphi_1$ в виде суммы двух членов $R_1 I_1$ и $E_1\cos\beta'_1$

$$P_1 = m_1 I_1 (U_1 \cos\varphi_1) = m_1 I_1 E_1 \cos\beta'_1 + m_1 R_1 I_1^2,$$

убеждаемся в том, что часть мощности P_1, соответствующая электрическим потерям $P_{э1} = m_1 R_1 I_1^2$, выделяется в виде тепла в обмотке статора (рис. 41-6). Представляя активную составляющую тока статора $I_1 \cos\beta_1'$ (по отношению к ЭДС $-\dot{E}_1$) в виде суммы активной составляющей намагничивающего тока $I_0 \cos\beta_0' = I_{0a}$ и активной составляющей вторичного приведенного тока $I_2' \cos\beta_2$

$$m_1 E_1 (I_1 \cos\beta_1') = m_1 E_1 I_0 \cos\beta_0' + m_1 E_1 I_2' \cos\beta_2,$$

замечаем, что часть мощности

$$P_м = m_1 E_1 I_0 \cos\beta_0',$$

соответствующая магнитным потерям (см. § 40-3), выделяется в виде тепла в магнитопроводе статора.

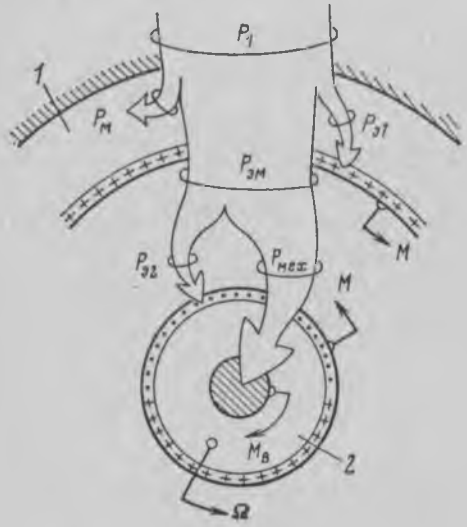


Рис. 41-6. Преобразование энергии в асинхронной машине (режим двигателя). *1* — статор; *2* — ротор.

Остальная мощность

$$P_{эм} = P_1 - P_{э1} - P_м = m_1 E_1 I_2' \cos\beta_2 \qquad (41\text{-}30)$$

передается электромагнитным путем через зазор от статора к ротору. Мощность $P_{эм}$ называется электромагнитной (§ 30-1). Выражая ЭДС взаимной индукции по (41-2) и замечая, что электромагнитный момент, действующий на статор, согласно (29-13) может быть представлен в виде

$$M = \frac{pm_1}{\sqrt{2}} \Psi_{1m} I_2' \cos\beta_2, \qquad (41\text{-}31)$$

где β_2 — угол между направлением ЭДС $\dot{E}_1$ и тока $\dot{I}_2'$, можно обосновать пропорциональность электромагнитной мощности электромагнитному моменту и угловой скорости поля:

$$P_{эм} = m_1 E_1 I_2' \cos\beta_2 = M\Omega_1. \qquad (41\text{-}32)$$

Электромагнитная мощность $P_{эм}$ электромагнитным путем передается на ротор.

Обращаясь к введенному выше [см. (41-10)] понятию ЭДС E_2 в фазе неподвижного ротора и выражая приведенный ток ротора I_2' через ток ротора I_2, можно записать электромагнитную мощность через величины ротора:

$$P_{эм} = m_2 E_2 I_2 \cos\beta_2 = M\Omega_1, \qquad (41\text{-}33)$$

где $M = \frac{pm_2}{\sqrt{2}} \Psi_{2m} I_2 \cos\beta_2$ — электромагнитный момент, действующий на ротор [равен электромагнитному моменту по (41-31), действующему на статор].

Преобразование электромагнитной мощности $P_{эм}$, поступающей в ротор из зазора, было рассмотрено в § 30-1. В асинхронной машине полная угловая скорость Ω поверхностного тока ротора A_2 складывается из механической скорости вращения ротора $\Omega = \Omega_1 (1 - s)$ и угловой скорости поверхностного тока относительного ротора $\Omega_s = s\Omega_1$, зависящей от частоты в обмотке ротора $f_2 = sf_1$. Соответственно и электромагнитная мощность $P_{эм} = M\Omega_1$ представляется в виде суммы двух мощностей:

$$P_{эм} = M\Omega_1 = M\Omega_s + M\Omega = P_{э2} + P_{мех}. \qquad (41\text{-}34)$$

Мощность $M\Omega_s = M\Omega_1 s$ представляет собой электрические потери в обмотке ротора $P_{э2}$, в чем можно убедиться, выразив момент через величины ротора и заметив, что $E_{2s}\cos\beta_2 = R_2 I_2$ (см. рис. 41-5),

$$M\Omega_s = \left(\frac{pm_2}{\sqrt{2}} \Psi_{2m} I_2 \cos\beta_2\right) \Omega_s =$$

$$= m_2 \left(\frac{w_s}{\sqrt{2}} \Psi_{2m}\right) I_2 \cos\beta_2 = m_2 I_2 (E_{2s} \cos\beta_2) = m_2 R_2 I_2^2 = P_{э2}. \qquad (41\text{-}35)$$

Соответственно мощность $M\Omega = M\Omega_1 (1 - s)$ представляет собой механическую мощность, развиваемую электромагнитным моментом M при перемещении ротора с угловой скоростью Ω:

$$M\Omega = P_{мех} = P'_2.$$

Легко показать, что соотношение между мощностями $P_{э2}$ и $P_{мех} = P'_2$ и электромагнитной мощностью зависит от скольжения ротора s:

$$\left.\begin{aligned} P_{э2} &= sP_{эм}; \\ P_{мех} &= P'_2 = (1 - s) P_{эм}. \end{aligned}\right\} \qquad (41\text{-}36)$$

Полезная механическая мощность P_2, передаваемая через вал исполнительной машине, меньше механической мощности P'_2, сообщаемой ротору, на механические потери $P_т$ (на трение в подшипниках, трение ротора о воздух и др.), а также добавочные потери $P_д$ в обмотках и магнитопроводах, связанные с высшими гармоническими токов и магнитных полей,

$$P_2 = P'_2 - P_т - P_д. \qquad (41\text{-}37)$$

Коэффициент полезного действия машины в режиме двигателя определяется как отношение полезной механической мощности P_2 к активной мощности, потребляемой из сети, P_1:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_1}, \qquad (41\text{-}38)$$

где $\Sigma P = P_м + P_{э1} + P_{э2} + P_т + P_д$ — сумма потерь в машине.

ГЛАВА СОРОК ВТОРАЯ

ПРИВЕДЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННОЙ МАШИНЕ К ТРАНСФОРМАТОРУ

42-1. ЗАМЕЩЕНИЕ ВРАЩАЮЩЕГОСЯ РОТОРА НЕПОДВИЖНЫМ

Полученные в гл. 41 уравнения электрических цепей машины исчерпывающим образом описывают происходящие в ней процессы. Однако эти уравнения неудобны тем, что величины роторных цепей изменяются с иной частотой, чем величины статорных цепей. Это мешает распространению на асинхронную машину теории трансформатора, в котором величины в первичной и вторичной обмотках изменяются с одной и той же частотой.

Уравнение напряжений обмотки статора (41-4), записанное при частоте f_1, совпадает с уравнением первичной обмотки трансформатора. Поэтому преобразовать нужно только уравнение напряжений обмотки ротора таким образом, чтобы величины ротора изменялись с той же частотой, что и в статоре, т. е. с частотой f_1.

Как вытекает из предыдущего (см. гл. 41), для этого необходимо заменить ротор, вращающийся со скоростью Ω, неподвижным ротором, так как при $s = 1$ $f_2 = sf_1 = f_1$. При этом параметры обмотки неподвижного ротора нужно подобрать таким образом, чтобы переход от вращающегося ротора к неподвижному не повлиял на процессы электромеханического преобразования энергии в машине. Нетрудно показать, что вращающееся поле взаимной индукции, электромагнитный момент и все величины в обмотке статора при переходе к неподвижному ротору сохраняются без изменения, если сохранятся по величине и фазе ток ротора I_2 и МДС ротора F_{2m}.

Модель асинхронной машины в режиме двигателя, ротор которой вращается со скоростью $\omega = \omega_1 (1 - s) < \omega_1$, показана на рис. 42-1 слева. Результирующее вращающееся поле машины представлено на рисунке комплексом $\dot{B}_m$, вращающимся со скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$ относительно статора и со скоростью $\omega_s = s\omega_1$ относительно ротора. Электродвижущая сила $\dot{E}_{2s}$ по (41-9), индуктированная в обмотке ротора, отстает от вектора индукции на угол $\pi/2$. Ток в обмотке ротора I_2 по (41-14) отстает в свою очередь от ЭДС E_{2s} на угол β_2 по (41-15).

Посмотрим теперь, каким образом должно быть изменено сопротивление фазы неподвижного ротора, чтобы ток в его обмотке сохранился неизменным. Поскольку поле взаимной индукции остается прежним, а скорость его перемещения по отношению к ротору (см. рис. 42-1 справа) увеличивается в $\omega_1/\omega_s = 1/s$ раз, во столько же раз возрастают ЭДС взаимной индукции ротора (E_2 на рис. 42-1 справа вместо $E_{2s} = sE_2$ на рисунке слева) и ее частота.

Очевидно, для сохранения тока ротора и его фазы по отношению к ЭДС нужно увеличить активную и реактивную составляющие сопротивления пропорционально изменению ЭДС E_{2s}, т. е. в $1/s$ раз. Вместо сопротивления R_2 взять сопротивление R_2/s, вместо индук-

тивного сопротивления рассеяния вращающегося ротора $X_{2s} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2}$ — сопротивление $X_2 = X_{2s}/s = 2\pi f_1 L_{\sigma 2}$, представляющее собой сопротивление рассеяния фазы неподвижного ротора при частоте f_1 (41-11). Действительно, при таком выборе сопротивлений неподвижного ротора ток в его фазах

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2/s)^2 + jX_2}} \tag{42-1}$$

будет таким же, как во вращающемся роторе (41-14).

Ток неподвижного ротора будет отставать от ЭДС E_2 на такой же угол

$$\beta_2 = \operatorname{arctg} \frac{X_2}{R_2/s}, \tag{42-2}$$

как во вращающемся роторе [ср. с(41-15)]. Треугольник напряжений на диаграмме неподвижного ротора (рис. 42-1, справа), соответ-

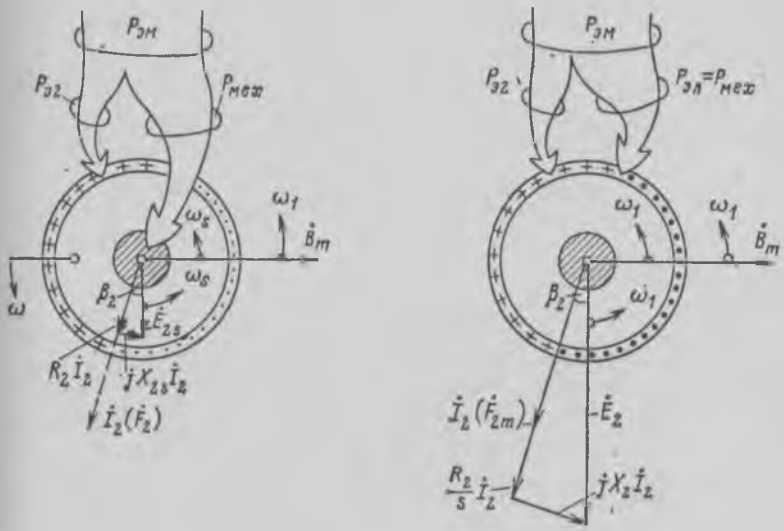


Рис. 42-1. Замещение вращающегося ротора эквивалентным неподвижным.

ствующий уравнению напряжений эквивалентного неподвижного ротора

$$\dot{E}_2 = \left(\frac{R_2}{s}\right)\dot{I}_2 + jX_2\dot{I}_2, \tag{42-3}$$

получается увеличенным в $1/s$ раз по сравнению с треугольником напряжений на диаграмме вращающегося ротора (рис. 42-1, слева).

Преобразование уравнения напряжений вращающегося ротора (41-13) в уравнение напряжений эквивалентного неподвижного ротора формально осуществляется умножением (41-13) и на $1/s$. Однако для того, чтобы реально воспроизвести при неподвижном роторе

процессы, происходящие при вращающемся роторе, нужно ввести в фазу ротора дополнительное сопротивление

$$R_{\text{мех}} = \frac{R_2}{s} - R_2 = R_2 \frac{1-s}{s},$$

которое в сумме с естественным сопротивлением ротора R_2 даст требуемое сопротивление R_2/s. Сопротивление $X_2 = 2\pi f_1 L_{\sigma 2}$ воспроизводится само собой за счет увеличения частоты при остановленном роторе в $1/s$ раз, поскольку индуктивность рассеяния ротора $L_{\sigma 2}$ сохраняется неизменной.

Как видно из рис. 42-1, при сохранении тока ротора и его фазы $\dot{I}_2$ МДС ротора $\dot{F}_{2m}$ также не претерпевает изменения: она будет иметь при неподвижном роторе такую же амплитуду, такую же фазу по отношению к полю взаимной индукции $\dot{B}_m$ и такую же угловую скорость по отношению к статору ω_1, как при вращающемся роторе. А это означает, что сохранятся без изменения поле взаимной индукции B_m, образованное МДС статора и ротора, потокосцепления Ψ_{1m} и Ψ_{2m}, электромагнитный момент M и электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$. Изменится только характер преобразования энергии в самом роторе. Во вращающейся машине (см. рис. 42-1, слева) электромагнитная мощность преобразовывалась в механическую мощность

$$P_{\text{мех}} = M\Omega_1 (1-s) = P_{\text{э2}} \frac{(1-s)}{s}$$

и мощность электрических потерь в обмотке ротора

$$P_{\text{э2}} = M\Omega_1 s = m_2 R_2 I_2^2.$$

В машине с эквивалентным неподвижным ротором (см. рис. 42-1, справа) электромеханического преобразования не происходит, и вся электромагнитная мощность $P_{\text{эм}}$ превращается в электрическую мощность, выделяющуюся в виде теплоты в сопротивлении R_2/s. В дополнительном сопротивлении, введенном в фазы неподвижного ротора $R_{\text{мех}} = R_2 \frac{1-s}{s}$, превращается в теплоту мощность

$$m_2 R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2 = P_{\text{э2}} \frac{1-s}{s},$$

равная механической мощности $P_{\text{мех}} = P_{\text{э2}} \frac{1-s}{s}$, развиваемой ротором. Остальная мощность $P_{\text{эм}} - P_{\text{мех}} = P_{\text{э2}} = m_2 R_2 I_2^2$ будет выделяться в виде теплоты в самой обмотке. Заметим в заключение, что процесс преобразования энергии в асинхронной машине с неподвижным ротором, в фазы которого введено дополнительное сопротивление $R_{\text{мех}}$, не отличается от процесса преобразования энергии в трансформаторе, нагруженном на сопротивления $R_{\text{мех}}$.

Машина с эквивалентным неподвижным ротором, величины во всех цепях которой изменяются с частотой f_1, представляет собой трансформатор с вращающимся полем.

Уравнение напряжений ротора такой машины ничем не отличается от уравнения напряжений вторичной обмотки трансформатора

$$\dot{E}_2 = R_2\dot{I}_2 + jX_2\dot{I}_2 + \dot{U}_2, \qquad (42\text{-}4)$$

где $\dot{U}_2 = R_{\text{мех}}\dot{I}_2$ — напряжение на эквивалентной нагрузке.

42-2. ПРИВЕДЕНИЕ РОТОРНЫХ ВЕЛИЧИН К ОБМОТКЕ СТАТОРА

Для получения математического описания процессов в трансформаторе с вращающимся полем нужно сделать еще одно преобразование: обмотку ротора с числом фаз m_2 и числом витков в фазе w_2 заменить «приведенной обмоткой», имеющей те же данные, что и обмотка статора, т. е. те же число фаз m_1 и число витков в фазе w_1. Причем величины I'_2, E'_2 и параметры R'_2, X'_2 приведенной обмотки, называемые приведенными величинами, должны быть выбраны таким образом, чтобы замена не повлияла ни на магнитное поле в машине, ни на процессы преобразования энергии, которые в ней происходят. Приведенная величина или параметр обозначаются тем же символом, что и неприведенная, но с верхним индексом «штрих».

Приведенный ток ротора

$$\dot{I}'_2 = k_I\dot{I}_2 \qquad (42\text{-}5)$$

и коэффициент приведения тока

$$k_I = \frac{m_2 w_2 k_{o2}}{m_1 w_1 k_{o1}} \qquad (42\text{-}6)$$

были найдены еще в гл. 41 (41-26) из условия сохранения МДС ротора с приведенной обмоткой ($\dot{F}'_{2m} = F_{2m}$).

Коэффициент приведения для напряжений ротора определяется как отношение ЭДС (или потокосцеплений) в приведенной и неприведенной обмотках ротора при условии, что магнитный поток взаимной индукции Φ_m при замене сохраняется неизменным:

$$\frac{E'_2}{E_2} = \frac{\Psi'_{2m}}{\Psi_{2m}} = \frac{w_1 k_{o1}\Phi_m}{w_2 k_{o2}\Phi_m} = \frac{w_1 k_{o1}}{w_2 k_{o2}} = k_U$$

Примечание. Электродвижущая сила E'_2 и потокосцепление Ψ'_{2m} не отличаются от соответствующих величин обмотки статора:

$$\dot{E}'_2 = \dot{E}_1; \quad \dot{\Psi}'_{2m} = \dot{\Psi}_{1m}. \qquad (42\text{-}7)$$

Активное сопротивление фазы ротора приводится таким образом, чтобы мощность электрических потерь в обмотке осталась прежней:

$$mR'_2(I'_2)^2 = m_2 R_2 I_2^2 = P_{э2},$$

откуда коэффициент приведения сопротивлений

$$\frac{R'_2}{R_2} = \frac{m_2}{m_1}\left(\frac{I_2}{I'_2}\right)^2 = \frac{m_1(w_1 k_{o1})^2}{m_2(w_2 k_{o2})^2} = \frac{k_U}{k_I} = k_Z. \qquad (42\text{-}8)$$

В таком же соотношении должны находиться и индуктивные сопротивления рассеяния фаз приведенного и неприведенного ротора

$$\frac{X_2'}{X_2} = k_Z,$$

так как только при этом условии сохранится фаза тока ротора, характеризующаяся углом

$$\beta_2 = \operatorname{arctg} \frac{X_2 s}{R_2} = \operatorname{arctg} \frac{X_2' s}{R_2'},$$

и электромагнитный момент M, действующий на ротор с приведенной обмоткой

$$M = \frac{pm_1}{\sqrt{2}} \Psi_{2m}' I_2' \cos \beta_2 = \frac{pm_2}{\sqrt{2}} \Psi_{2m} I_2 \cos \beta_2. \qquad (42\text{-}9)$$

Уравнение напряжений ротора с приведенной обмоткой может быть получено умножением (42-4) на k_U:

$$k_U \dot{E}_2 = (R_2 + jX_2) \frac{k_U}{k_I} (k_I \dot{I}_2) + R_{\text{мех}} \frac{k_U}{k_I} (k_I \dot{I}_2), \qquad (42\text{-}10)$$

и окончательно

$$\dot{E}_2' = \dot{E}_1 = \underline{Z}_2' \dot{I}_2' + R_{\text{мех}}' \dot{I}_2',$$

где

$$\dot{E}_2' = \dot{E}_1 = -j(w_1 k_{01} \dot{\Phi}_m) \frac{\omega_1}{\sqrt{2}};$$

$R_{\text{мех}}' = R_2' \dfrac{1-s}{s}$ — приведенное дополнительное сопротивление в фазе неподвижного ротора;

$\underline{Z}_2' = R_2' + jX_2'$ — приведенное сопротивление неподвижного ротора.

42-3. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ И ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ДИАГРАММА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Рассматривая совместно полученные в гл. 41 и 42 уравнения электрических цепей асинхронной машины, приведенной к трансформатору, (41-4), (41-27), (41-28), (42-10), можно получить исчерпывающее описание происходящих в ней электромагнитных процессов в виде следующей системы уравнений:

1. Уравнение напряжений обмотки статора

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + Z_1 \dot{I}_1. \qquad (42\text{-}11\text{а})$$

2. Уравнение напряжений эквивалентного неподвижного ротора

$$\dot{E}_2' = \dot{E}_1 = \underline{Z}_2' \dot{I}_2' + R_{\text{мех}}' \dot{I}_2'. \qquad (42\text{-}11\text{б})$$

3. Уравнение ЭДС

$$\dot{E}_2' = \dot{E}_1 = -\underline{Z}_0 \dot{I}_0. \qquad (42\text{-}11\text{в})$$

4. Уравнение токов

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_0. \qquad (42\text{-}11\text{г})$$

По своему виду она ничем не отличается от системы уравнений приведенного трансформатора, нагруженного на сопротивления $R'_{мех}$.

Системе (42-11а) — (42-11г) соответствует диаграмма асинхронной машины, приведенной к трансформатору (рис. 42-2). По своему виду эта диаграмма ничем не отличается от диаграммы трансформатора, но имеет иное физическое толкование. Для асинхронной машины диаграмма изображается на комплексной плоскости ее однопериодной модели, ротор которой заторможен в произвольном положении относительно статора. Для перехода от комплексов, вращающихся с угловой скоростью $\omega_1 = 2\pi f_1$, к фазным величинам нужно спроектировать комплексы статорных величин на оси фаз статора (A_1, B_1, C_1) и комплексы роторных величин на неподвижные произвольно ориентированные оси фаз ротора (A_2, B_2, C_2).

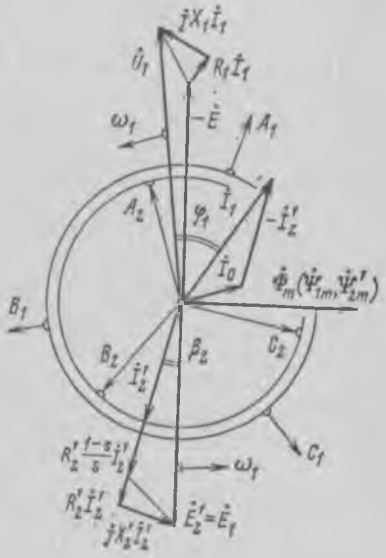


Рис. 42-2. Пространственно-временная диаграмма асинхронной машины, приведенной к трансформатору (режим двигателя, $1 > s > 0$).

В некоторых случаях диаграмма может быть использована для графического решения системы. Например, когда режим работы задан ЭДС взаимной индукции $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ и скольжением $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}$, для определения токов, напряжений и углов надо с помощью (42-11б) рассчитать ток I'_2 и угол β_2, построить комплекс тока $\dot{I}'_2$ и диаграмму напряжений ротора ($\dot{E}'_2$, $R'_2\dot{I}'_2$, $R'_{мех}\dot{I}'_2$; $jX'_2\dot{I}'_2$); с помощью (42-11в) рассчитать и построить ток $\dot{I}_0$; с помощью (42-11г) построить треугольник токов и найти ток $\dot{I}_1$; с помощью (42-11а) построить диаграмму напряжений статора и найти напряжение $\dot{U}_1$.

В других случаях, например если режим задан напряжением статора U_1 и скольжением s, диаграмма не может быть использована для графического решения системы и определения токов I_1, I'_2 и углов. Система (42-11) должна быть решена аналитически, а диаграмма может служить лишь для графической интерпретации полученного решения и графического определения фазных величин статора и ротора.

Построив диаграмму, нетрудно определить по (42-9) электромагнитный вращающий момент

$$M = \frac{pm_1}{\sqrt{2}} \Psi'_{2m} I'_2 \cos\beta_2,$$

а также активные и реактивные мощности в машине.

42-4. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

На основе аналогии в математическом описании для асинхронной машины, приведенной к трансформатору, можно использовать схему замещения трансформатора (см. § 3-5). Применительно к асинхронной машине с эквивалентным неподвижным ротором схема замещения представлена на рис. 42-3, *а*. Дополнительное сопротивление $R'_{мех} = R'_2 \frac{1-s}{s}$ может рассматриваться как сопротивление нагрузки трансформатора с приведенной вторичной обмоткой. Напряжение на этом сопротивлении является приведенным вторичным напряжением эквивалентного трансформатора $\dot{U}'_2 = R'_{мех}\dot{I}'_2$;

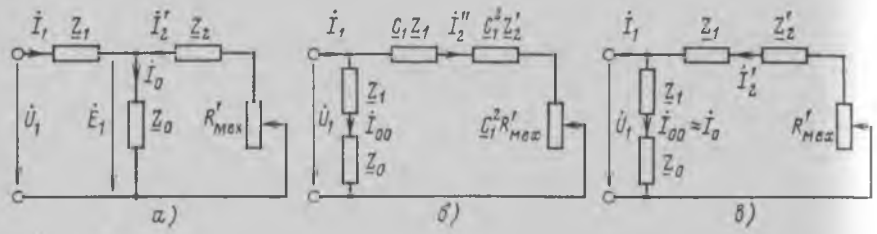


Рис. 42-3. Схемы замещения асинхронной машины.

потери мощности в этом сопротивлении численно равны механической мощности, развиваемой асинхронной машиной,

$$P_{мех} = mR'_{мех}(I'_2)^2.$$

Схема замещения полностью отражает систему (42-11) и называется *Т*-образной схемой замещения асинхронной машины. С ее помощью можно найти (см. гл. 43) точные расчетные формулы для всех величин, характеризующих электромагнитные процессы в машине (например, для токов I_1, I'_2, I_0, ЭДС $E_1 = E'_2$, мощностей $P_{эм}$, $P_{мех}$ и др.). Однако в ряде случаев, например для обоснования так называемой круговой диаграммы асинхронной машины (см. гл. 44), с помощью которой может быть произведено графическое определение электромеханических характеристик, Т-образную схему целесообразно преобразовать в эквивалентную Г-образную схему замещения. Г-образная схема замещения показана на рис. 42-3, *б*. Она отличается от Т-образной тем, что в ней ветвь намагничивания вынесена на выводы и включена на напряжение $\dot{U}_1$. Сопротивление ветви намагничивания в Г-образной схеме берется равным $Z_0 + Z_1$ и по ней протекает фиктивный намагничивающий ток $\dot{I}_{00} = \dot{U}_1/(Z_1 + Z_0)$, совпадающий с действительным намагничивающим током $\dot{I}_0$ в Т-образной схеме при идеальном холостом ходе, когда $s = 0$ и $R'_{мех} = \infty$.

Ток в правой ветви Г-образной схемы (ветвь ротора) $\dot{I}''_2$ можно найти из условия сохранения в Г-образной схеме первичного тока

I_1. Очевидно, $I''_2 = I_1 - I_{00}$ и, поскольку $I_{00} \neq I_0$, ток $I''_2 \neq$ $\neq -I'_2 = I_1 - I_0$. Найдем предварительно с помощью (42-11) и Т-образной схемы замещения токи в первичной и вторичной обмотках:

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 \frac{Z_0 + Z'_{2э}}{Z_1 Z_0 + Z_0 Z'_{2э} + Z_1 Z'_{2э}} = \dot{U}_1 \frac{1 + Y_0 Z'_{2э}}{Z_1 + C_1 Z'_{2э}};$$

$$-\dot{I}'_2 = \dot{U}_1 \frac{Z_0}{Z_1 Z_0 + Z_0 Z'_{2э} + Z_1 Z'_{2э}} = \dot{U}_1 \frac{1}{Z_1 + C_1 Z'_{2э}}, \qquad (42\text{-}12)$$

где $Z'_{2э} = R'_2/s + jX'_2$; $Y_0 = 1/Z_0$.

Комплексный коэффициент $C_1 = (Z_1 + Z_0)/Z_0$, который входит в эти и последующие уравнения, представляется в виде суммы действительной и мнимой частей:

$$C_1 = (Z_0 + Z_1) Z_0 = c' + c''j, \qquad (42\text{-}13)$$

где

$$c' = [(R_0 + R_1) R_0 + (X_0 + X_1) X_0]/(R_0^2 + X_0^2);$$
$$c'' = [(X_0 + X_1) R_0 - (R_0 + R_1) X_0]/(R_0^2 + X_0^2).$$

Теперь можно найти ток $\dot{I}''_2$ в правой ветви Г-образной схемы замещения:

$$\dot{I}''_2 = \dot{I}_1 - \dot{I}_{00} = \dot{U}_1 \frac{1 + YZ'_{2э}}{Z_1 + C_1 Z'_{2э}} - \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_0} = \frac{\dot{U}_1}{C_1 (Z_1 + C_1 Z'_{2э})} = -\frac{\dot{I}'_2}{C_1}. \qquad (42\text{-}14)$$

Ток $\dot{I}''_2$ связан с током $\dot{I}'_2$ простым соотношением: он в C_1 раз меньше тока $-\dot{I}'_2$. Из найденного выражения для тока $\dot{I}''_2$ видно, что сопротивление ветви ротора Г-образной схемы, по которой он протекает, равно:

$$C_1 (Z_1 + C_1 Z'_{2э}) = C_1 Z_1 + C_1^2 Z'_2 + C_1^2 R'_{мех}.$$

В практических инженерных расчетах Т-образную схему иногда заменяют упрощенной Г-образной схемой, показанной на рис. 42-3,*в*. Это упрощение производится на основании анализа соотношений между параметрами Т-образной схемы замещения. Выразим параметры Т-образной схемы замещения в относительных единицах, т. е. в долях единичного или базисного сопротивления обмотки статора $Z_{1б} = U_{1н}/I_{1н}$.

Для наиболее распространенных в промышленности асинхронных двигателей мощностью от 3 до 100 кВт параметры в относительных единицах имеют следующие значения:

$$X_{*0} = \frac{X_0}{Z_{1б}} = 2{,}5 \div 3{,}5;$$
$$X_{*1} = X'_{*2} = 0{,}07 \div 0{,}15;$$
$$R_{*1} = R'_{*2} = 0{,}02 \div 0{,}06$$

(меньшие значения относятся к двигателям большей мощности);

$$R_{*0} = 0{,}1 \div 0{,}4.$$

Параметры асинхронных машин таковы, что переход от Т-образной схемы к упрощенной Г-образной схеме, в которой ветвь намагничивающего тока I_0 вынесена на выводы обмотки статора, не приводит к появлению заметных погрешностей. С целью уменьшения погрешностей в ветвь намагничивающего тока Г-образной схемы вводится, кроме сопротивления Z_0, еще и сопротивление Z_1.

Упрощенная Г-образная схема замещения вполне точна только при идеальном холостом ходе: скольжении $s = 0$; $R'_{\text{мех}} = R'_2 \frac{1-s}{s} = \infty$ и токе $I'_2 = 0$.

Ток статора в этом режиме

$$I_1 = I_0 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_0}$$

не отличается от тока, найденного с помощью Т-образной схемы замещения. При номинальном напряжении $U_{*1} = U_{*1\text{н}} = 1$ ток холостого хода в относительных единицах равен:

$$I_{*0} = \frac{U_{*1}}{Z_{*1} + Z_{*0}} \approx 0{,}3 \div 0{,}4.$$

В номинальном режиме, когда $I_{*1} = I_{*1\text{н}} = 1$, $U_{*1} = U_{*1\text{н}} = 1$, падение напряжения в сопротивлении $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + X_1^2}$ Т-образной схемы составляет в среднем $I_{*1} Z_{*1} = 1 \cdot 0{,}10 = 0{,}10$, в то время как при холостом ходе оно равно примерно $I_{*0} Z_{*1} = 0{,}35 \cdot 0{,}1 = 0{,}035$. Учитывая ориентировочно фазы токов, можно выяснить, что в номинальном режиме ЭДС $E_{*1} \approx 0{,}915$, в то время как при холостом ходе эта ЭДС равна примерно 0,965. С помощью Т-образной схемы найдем, что намагничивающий ток при переходе от холостого хода к номинальному режиму уменьшается примерно на

$$\frac{0{,}965 - 0{,}915}{0{,}965} \cdot 100 = 5\%.$$

При расчете по Г-образной схеме изменение нагрузки (скольжения s, сопротивления $R'_{\text{мех}}$ и тока I'_2) не влияет на намагниченный ток, и, следовательно, в номинальном режиме он оказывается завышенным примерно на 5%. Ток I'_2 при расчете по Г-образной схеме из-за заниженного падения напряжения в сопротивлении Z_1, по которому протекает ток I'_2 вместо тока I_1, оказывается в номинальном режиме завышенным примерно на 0,5%. Погрешность в первичном токе

$$I_1 = I_0 - I'_2,$$

связанная с неточностями в вычислении токов I_0 и I'_2 по упрощенной Г-образной схеме, не превосходит 1—2% (в сторону завышения).

В третьем характерном режиме — режиме короткого замыкания, имеющем место при неподвижном роторе ($\Omega = 0$), когда скольжение $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = 1$, дополнительное сопротивление $R'_{\text{мех}} = R'_2 \frac{1-s}{s} = 0$ и обмотка эквивалентного неподвижного ротора оказывается замкнутой накоротко, намагничивающий ток I_0, найденный по Т-образной схеме, составляет примерно 50% тока при холостом ходе (поскольку $X_1 \approx X'_2$, $R_1 + R'_2$). При расчете по Г-образной схеме намагничивающий ток при коротком замыкании остается таким же, как при холостом

ходе, т. е. завышается па ток, составляющий 50% тока холостого хода и равный в относительных единицах 0,35·0,5 = 0,175.

Однако приведенный ток ротора в режиме короткого замыкания при $U_{*1} = U_{*н} = 1$ в несколько раз превосходит номинальный ток статора

$$I'_{*2} = U_1 / |\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2| \approx 1/0{,}2 = 5,$$

и ошибка в вычислении тока статора $I_1 = I_0 - I'_2$ не превосходит

$$\frac{0{,}175}{5} \cdot 100 = 3{,}5\% \quad \text{(в сторону завышения)}.$$

Также невелики будут погрешности при вычислении с помощью упрощенной Г-образной схемы замещения токов, потерь, активных и реактивных мощностей в других возможных режимах работы асинхронной машины.

ГЛАВА СОРОК ТРЕТЬЯ

АНАЛИТИЧЕСКОЕ И ГРАФИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ МАШИН

43-1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Электромеханическое преобразование энергии может происходить в асинхронной машине в следующих трех режимах:

в режиме двигателя $0 < s < 1$, $\Omega_1 > \Omega > 0$;

в режиме генератора $s < 0$, $\Omega > \Omega_1$;

в режиме тормоза $s > 1$, $\Omega < 0$.

Кроме того, важны еще два характерных режима работы, в которых электромеханическое преобразование энергии не происходит: режим идеального холостого хода ($s = 0$, $\Omega = \Omega_1$) и режим короткого замыкания ($s = 1$, $\Omega = 0$).

В режиме двигателя (область $Д$ на рис. 43-2) под воздействием электромагнитного момента $M > 0$, направленного в сторону поля, ротор машины вращается в сторону поля со скоростью, меньшей, чем скорость поля ($\Omega_1 > \Omega > 0$, $0 < s < 1$). В этом режиме

$$P_{эм} = M\Omega_1 = \frac{P_{э2}}{s} > 0; \quad P_{мех} = M\Omega = P_{э2}\frac{1-s}{s} > 0.$$

Электрическая мощность $P_1 = P_{эм} + P_м + P_{э1} > 0$ преобразуется в механическую мощность $P_2 = P_{мех} - P_д - P_т > 0$, передаваемую через вал приводимой в движение машине.

Энергетические процессы в режиме двигателя иллюстрируются рис. 43-1, $а$, на котором направление активной составляющей тока ротора i_{2a} совпадает с индуктированной в роторе ЭДС. Направление электромагнитного момента M определяется электромагнитной силой $B_m i_{2a}$, действующей на ток i_{2a} (см. рис. В-3).

Полезная механическая мощность P_2 оказывается меньше потребляемой из сети мощности на потери ΣP:

$$P_2 = P_1 - \Sigma P = P_1 - (P_{э1} + P_м + P_{э2} + P_д + P_т),$$

и КПД двигателя выражается формулой

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma P}{P_1} = f(s). \qquad (43\text{-}1)$$

В режиме генератора (область $Г$ на рис. 43-2) под воздействием внешнего момента $M_в > 0$, направленного в сторону поля

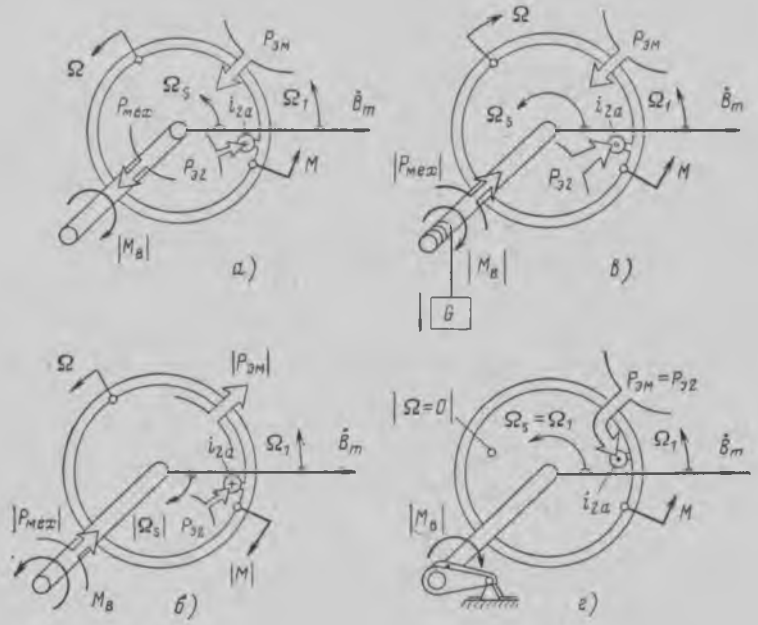


Рис. 43-1. Режимы работы асинхронной машины.

а — двигательный; *б* — генераторный; *в* — тормоза; *г* — трансформатора (или короткого замыкания).

(рис. 43-1, *б*), ротор машины вращается со скоростью, превышающей скорость поля ($\Omega > \Omega_1$, $s < 0$). В этом режиме в связи с изменением направления вращения поля (Ω_s) относительно ротора активная составляющая тока ротора i_{2a} изменяет свое направление на обратное (по сравнению с двигательным режимом). Поэтому электромагнитный момент $M = B_m i_{2a}$, уравновешивающий внешний момент, направлен против поля и считается отрицательным ($M < 0$), мощности $P_{эм}$ и $P_{мех}$ также отрицательны:

$$P_{эм} = M\Omega = \frac{P_{э2}}{s} < 0; \quad P_{мех} = M\Omega = P_{э2}\frac{1-s}{s} < 0.$$

Направление преобразования энергии изменяется на обратное: механическая мощность P_2, подведенная к валу машины, преобразуется в электрическую мощность P_1, поступающую в сеть. Поскольку мощность потерь всегда положительна (в любом режиме работы эти мощности превращаются в тепло), механическая мощ-

ность

$$P_{мех} = P_{эм} - P_{э2} < 0 \text{ при } s < 0$$

по абсолютному значению больше, чем электромагнитная (рис. 43-2):

$$|P_{мех}| = |P_{эм}| + P_{э2}.$$

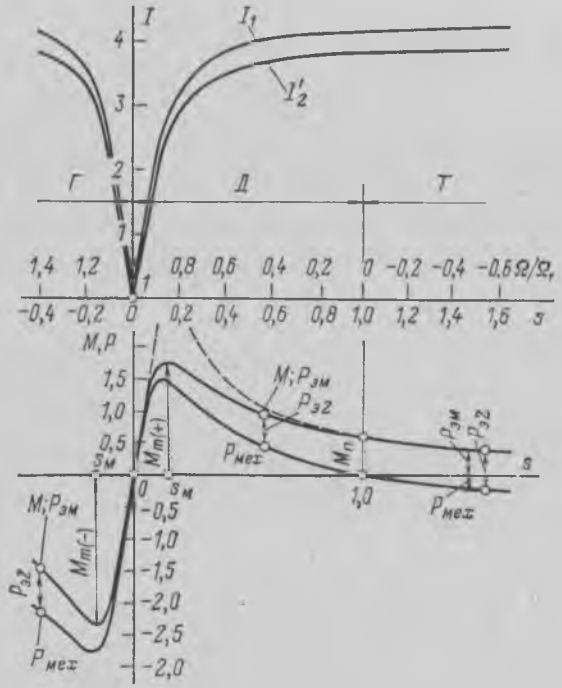


Рис. 43-2. Электромеханические характеристики асинхронной машины (в относительных единицах при $U_1 = 1$; $I_0 = 0{,}364$; $\cos\varphi_0 = 0{,}185$; $X_1 = X'_2 = 0{,}125$; $R_1 = 0{,}0375$; $R'_2 = 0{,}0425$).

По той же причине потребляемая механическая мощность

$$P_2 = P_1 - \Sigma P < 0$$

по абсолютному значению на потери больше электрической мощности, отдаваемой в сеть:

$$|P_2| = |P_1| + \Sigma P,$$

и КПД генератора

$$\eta = \frac{|P_1|}{|P_2|} = 1 - \frac{\Sigma P}{|P_2|}. \qquad (43\text{-}2)$$

В режиме тормоза (область T на рис. 43-2) под воздействием внешнего момента $M_п < 0$, направленного против вращения поля (рис. 43-1, *в*), ротор машины вращается в сторону, противоположную полю $\left(\Omega < 0,\ s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} > 1\right)$. В этом режиме электромагнитный

момент M, уравновешивающий внешний момент, как и в режиме двигателя (направление вращения поля Ω_s относительно ротора остается таким же, как в режиме двигателя), направлен в сторону поля и считается положительным ($M > 0$). Однако, поскольку $\Omega < 0$, механическая мощность оказывается отрицательной:

$$P_{\text{мех}} = M\Omega = P_{э2}\frac{1-s}{s} < 0.$$

Это означает, что она подводится к асинхронной машине. Электромагнитная мощность в этом режиме положительна: $P_{\text{эм}} = M\Omega_1 = \frac{P_{э2}}{s} > 0$. Это означает, что она поступает из сети в машину.

Подведенные к ротору машины со стороны сети $|P_{\text{эм}}|$ и вала $|P_{\text{мех}}|$ мощности превращаются в электрические потери $P_{э2}$ в сопротивлении ротора R_2' (рис. 43-2):

$$|P_{\text{мех}}| + |P_{\text{эм}}| = P_{э2}\frac{s-1}{s} + P_{э2}\frac{1}{s} = P_{э2} = m_1 R_2' (I_2')^2.$$

Асинхронная машина в этом режиме может быть использована для притормаживания опускаемого подъемным краном груза. При этом мощность $|P_{\text{мех}}| = |M\Omega|$ поступает в ротор машины (см. рис. 43-1).

В режиме идеального холостого хода внешний вращающий момент $M_{\text{в}}$, момент трения $M_{\text{т}} = P_{\text{т}}/\Omega$ и момент, связанный с добавочными потерями, $M_{\text{д}} = P_{\text{д}}/\Omega$ равны нулю. Ротор вращается со скоростью поля ($\Omega = \Omega_1$, $s = 0$) и не развивает полезной механической мощности ($M = 0$, $P_{\text{мех}} = M\Omega = 0$). Этот режим подробно рассмотрен в гл. 40.

В режиме холостого хода $R_{\text{мех}}' = R_2'\frac{1-s}{s} = \infty$, ток $I_2' = 0$ и схема (см. рис. 42-3) замещения содержит только одну ветвь $Z_1 + Z_0$ (Т-образная и Г-образная схемы не отличаются друг от друга).

В режиме короткого замыкания под действием внешнего момента $M_{\text{в}}$, уравновешивающего электромагнитный момент M, ротор удерживается в неподвижном состоянии $\left(\Omega = 0,\ s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega} = 1\right)$ и не совершает полезной механической работы ($P_{\text{мех}} = M\Omega = 0$).

Направление тока i_{2a} и электромагнитного момента M остается таким же, как в режиме двигателя, и $M > 0$ (см. рис. 43-1, *г*). Электромагнитная мощность $P_{\text{эм}} = M\Omega_1 > 0$ — она поступает в ротор из статора и превращается в электрические потери ($P_{\text{эм}} = P_{э2}$). В этом режиме асинхронная машина работает как короткозамкнутый со вторичной стороны трансформатор, отличаясь от него только тем, что в ней существует вращающееся поле взаимной индукции вместо пульсирующего поля в трансформаторе.

В режиме короткого замыкания $R_{\text{мех}}' = R_2'\frac{1-s}{s} = 0$ и сопротивление схемы замещения по рис. 42-3 определяется параллельно

включенными сопротивлениями $Z_1 + Z_0$ и $Z_1 + Z'_2$. Имея в виду, что $|Z_1 + Z'_2| < |Z_1 + Z_0|$ (см. гл. 42), можно отбросить ветвь $Z_1 + Z_0$ и считать сопротивление схемы замещения при коротком замыкании равным

$$Z_к = Z_1 + Z'_2 = R_к + jX_к, \qquad (43\text{-}3)$$

где

$$R_к = R_1 + R'_2;$$
$$X_к = X_1 + X'_2.$$

Если к неподвижному ротору асинхронной машины подключить симметричную систему дополнительных сопротивлений $R_{2д} + jX_{2д}$, то она будет работать как трансформатор, преобразующий электрическую энергию, поступающую из первичной сети, в электрическую энергию с другими параметрами, потребляемую дополнительными сопротивлениями $R_{2д} + jX_{2д}$. Поэтому режим при $s = 1$ называется также режимом трансформатора.

Изменить режим работы асинхронной машины или скольжение машины в данном режиме (при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$) можно только путем изменения внешнего момента $M_в$, приложенного к валу машины. При $M_в = 0$ * ротор вращается со скоростью поля ($\Omega = \Omega_1$, $s = 0$) и машина не совершает полезного преобразования энергии. При воздействии на вал ротора внешнего момента $M_в$, направленного против направления вращения поля, скорость ротора уменьшается до тех пор, пока не появится электромагнитный момент $M = f(s)$, который уравновесит момент $M_в$. Машина переходит в режим двигателя $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} > 0$. Наоборот, при воздействии внешнего момента $M_в$, направленного по вращению поля, скорость ротора делается большей, чем скорость поля ($\Omega > \Omega_1$), и машина переходит в режим генератора $\left(s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} < 0\right)$.

Наконец, к режиму тормоза можно перейти из режима двигателя, изменяя внешний момент $M_в$ таким образом, чтобы ротор сначала остановился, а затем пришел во вращение в противоположную сторону (по отношению к полю).

43-2. ТОКИ В ОБМОТКАХ СТАТОРА И РОТОРА

Энергетические процессы, происходящие в асинхронной машине, зависят от напряжения статора и его частоты U_1 и f_1 и скольжения ее ротора s.

Зависимости величин, характеризующих процессы в машине от скольжения s при постоянном напряжении статора и его частоте ($U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$), называются электромеханическими характеристиками.

---

* Момент трения и момент, связанный с добавочными потерями, не учитываются.

Формулы для расчета этих величин могут быть получены с помощью Т- или Г-образной схемы замещения по рис. 42-3.

Токи в обмотках статора и ротора рассчитываются по Г-образной схеме замещения (см. рис. 42-3, *б*).

Намагничивающий ток

$$I_{00} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1+R_0)^2+(X_1+X_0)^2}}. \qquad (43\text{-}4)$$

Активная составляющая тока холостого хода

$$I_{00a} = I_{00}\cos\varphi_{00} = \frac{U_1(R_1+R_0)}{(R_1+R_0)^2+(X_1+X_0)^2},$$

где φ_{00} = угол между напряжением $\dot{U}_1$ и током $\dot{I}_{00}$,

$$\cos\varphi_{00} = \frac{(R_1+R_0)}{\sqrt{(R_1+R_0)^2+(X_1+X_0)^2}}.$$

Реактивная составляющая тока холостого хода

$$\dot{I}_{00r} = I_{00}\sin\varphi_{00} = \frac{U_1(X_1+X_0)}{(R_1+R_0)^2+(X_1+X_0)^2},$$

где

$$\sin\varphi_{00} = \frac{X_1+X_0}{\sqrt{(R_1+R_0)^2+(X_1+X_0)^2}}.$$

Ток ветви ротора Г-образной схемы по (42-14)

$$\dot{I}''_2 = -\dot{I}'_2/\underline{C}_1 = \dot{U}_1/\underline{Z}_s,$$

где

$$\underline{Z}_s = \underline{C}_1\underline{Z}_1 + \underline{C}_1^2\underline{Z}'_2 = R_s + jX_s$$

— сопротивление правой ветви Г-образной схемы;

$$R_s = c'R_1 + (c')^2\frac{R'_2}{s} - c''X_1 - 2c'c''X'_2$$

— его активная составляющая;

$$X_s = c'X_1 + (c')^2 X'_2 + c''R_1 + 2c'c''\frac{R'_2}{s}$$

— его реактивная составляющая.

Ток ветви ротора

$$I''_2 = \frac{U_1}{\sqrt{R_s^2+X_s^2}}. \qquad (43\text{-}5)$$

Активная составляющая тока ветви ротора

$$I''_{2a} = I''_2\cos\varphi_2 = U_1R_s/(R_s^2+X_s^2), \qquad (43\text{-}6)$$

где φ_2 — угол между напряжением U_1 и током I''_2,

$$\cos\varphi_2 = R_s/\sqrt{R_s^2+X_s^2}.$$

Реактивная составляющая тока ветви ротора

$$I''_{2r} = I''_2 \sin \varphi_2 = U_1 X_s / (R_s^2 + X_s^2), \tag{43-7}$$

где

$$\sin \varphi_2 = X_s / \sqrt{R_s^2 + X_s^2}.$$

Из уравнения токов, соответствующего Г-образной схеме,

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{00} - \dot{I}'_2 / C_1 = \dot{I}_{00} + \dot{I}''_2 \tag{43-8}$$

можно найти активную и реактивную составляющие тока статора

$$I_{1a} = I_{00a} + I''_{2a}; \quad I_{1r} = I_{00r} + I''_{2r}, \tag{43-9}$$

ток статора

$$I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2} \tag{43-10}$$

и коэффициент мощности по отношению к первичной сети

$$\cos \varphi_1 = I_{1a} / I_1. \tag{43-11}$$

Зависимости $I'_2 \approx I''_2 = f(s)$ и $I_1 = f(s)$ для асинхронной машины с типичными соотношениями параметров, полученные по (43-5) и (43-10), показаны на рис. 43-2.

43-3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

При выводе формулы для электромагнитного момента в функции от скольжения будем исходить из выражения для электромагнитной мощности (41-33) и соотношения между этой мощностью и электрическими потерями в роторе (41-36):

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega_1} = \frac{P_{э2}}{s\Omega_1} = \frac{m_1 R'_2 (I'_2)^2}{s\Omega_1}.$$

Пользуясь (42-12) для тока ротора, получим формулу для электромагнитного момента в функции скольжения

$$M = \frac{m_1 U_1^2 R'_2}{s\Omega_1 [(R + c' R'_2/s)^2 + (X + c'' R'_2/s)^2]}, \tag{43-12}$$

где $R = R_1 - c'' X'_2$, $X = X_1 + c' X'_2$ (в приближенных расчетах можно считать $c' = 1$, $c'' = 0$).

Зависимость $M = f(s)$ при $U_1 = \text{const}$, $f_1 = \text{const}$ и при постоянных параметрах называется механической характеристикой машины. Характеристика $M = f(s)$ при типичных соотношениях параметров показана на рис. 43-2.

При скольжении $s = 0$, когда угловая скорость ротора Ω совпадает с угловой скоростью поля Ω_1, момент равен нулю ($M = 0$). При положительных скольжениях ($s > 0$) электромагнитный момент положителен (направлен в сторону вращения поля), при отрицательных скольжениях, когда угловая скорость ротора $\Omega > \Omega_1$, электромагнитный момент становится отрицательным ($M < 0$).

Проанализируем зависимость $M = f(s)$ подробнее. Убедимся, что при малых скольжениях, когда $s \ll 1$, зависимость момента от скольжения $M = f(s)$ близка к прямолинейной. Для этого рассмотрим знаменатель выражения момента. Считая $c' = 1$, $c'' = 0$ и пренебрегая R_1 по сравнению с R_2'/s и $X_к^2$ по сравнению с $(R_2'/s)^2$, в итоге получим зависимость

$$M = m_1 U_1^2 s/(R_2' \Omega_1).$$

В системе координат M, s — это уравнение прямой линии (на рис. 43-2 показана пунктиром). Наоборот, если скольжение велико и близко к единице, то $R_2'/s \approx R_2'$ и в итоге с допустимой погрешностью можно получить

$$M = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{s\Omega_1 (X_к^2 + R_к^2)}.$$

Это уравнение гиперболы (на рис. 43-2 показанной пунктиром).

Определим так называемое критическое скольжение $s = s_m$, при котором момент максимален: $M = M_m$. Для упрощения выкладок определим скольжение s_m, при котором будет минимальна изменяющаяся часть знаменателя (43-12):

$$A(s) = s[(R + c'R_2'/s)^2 + (X + c''R_2'/s)^2].$$

Приравняв производную нулю и решая уравнение $dA(s)/ds = 0$, найдем

$$s_m = \pm \frac{R_2' |C_1|}{\sqrt{R^2 + X^2}} \approx \pm \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}}, \qquad (43\text{-}13)$$

где $R = R_1 - c''X_2'$; $X = X_1 + c'X_2'$.

Примечание. Пренебрежение R_1^2 по сравнению с $X_к^2$ приводит к ошибке в критическом скольжении около 1%.

Таким образом, в кривой момента наблюдаются два экстремума в области положительных и в области отрицательных скольжений, соответствующих знакам „+“ и „—“ в (43-13) (см. рис. 43-2). Критическое скольжение s_m практически зависит только от активного сопротивления ротора R_2' и индуктивных сопротивлений рассеяния статора и ротора (X_1 и X_2'). Воздействовать на s_m можно введением дополнительного сопротивления в цепь обмотки ротора.

Для асинхронных машин общепромышленного применения при $P > 3$ кВт обычно $|s_m| = 0{,}15 \div 0{,}3$ и только в специальных исполнениях или при введении дополнительных сопротивлений может быть больше. Для определения максимального момента в (43-12) нужно подставить s_m по (43-13). После преобразований получим:

$$M_m \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_1 C_1 [\sqrt{R^2 + X^2} \pm (c'R + c''X)/C_1]} \approx \pm \frac{m_1 U_1^2}{2\Omega_1 (\sqrt{R_1^2 + X_к^2} \pm R_1)}. \qquad (43\text{-}14)$$

где знаки „+“, при которых максимальный момент $M_{m(+)} > 0$, соответствуют $s_m > 0$; знаки „—“, при которых максимальный момент $M_{m(-)} < 0$, $s_m < 0$.

Максимальный момент при отрицательных скольжениях по абсолютному значению заметно больше, чем максимальный момент при положительных скольжениях $|M_{m\,(-)}| > |M_{m(+)}|$. Интересно, что максимальный момент M_m зависит от квадрата приложенного напряжения, сопротивлений рассеяния $X_к$ и в слабой степени от активного сопротивления статора R_1, но совершенно не зависит от активного сопротивления обмотки ротора R'_2. Изменение последнего сказывается лишь на критическом скольжении s_m [см. (43-13)]. При увеличении активного сопротивления ротора максимальный момент $M_{m\,(+)}$, оставаясь неизменным, сдвигается вправо.

Характерной точкой зависимости $M = f(s)$ является точка при $s = 1$. Она соответствует начальному пусковому режиму двигателя при неподвижном роторе ($\Omega = 0$, $s = 1$). Момент, соответствующий $s = 1$, называется начальным пусковым моментом. Его выражение можно получить из (43-12) при подстановке $s = 1$:

$$M_п = \frac{m_1 R'_2 U_1^2}{\Omega_1 (R + c' R'_2)^2 + (X + c'' R'_2)^2} \approx \frac{m_1 R'_2 U_1^2}{\Omega_1 (R_к^2 + X_к^2)}. \qquad (43\text{-}15)$$

43-4. АКТИВНЫЕ И РЕАКТИВНЫЕ МОЩНОСТИ

Активная мощность, потребляемая из сети, выражается через активную составляющую тока статора, являющуюся функцией скольжения по (43-9):

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 = m_1 U_1 I_{1a}.$$

Электромагнитная мощность выражается через электрические потери в обмотке ротора или электромагнитный момент по (41-33), (41-36), (43-12):

$$P_{эм} = P_1 - P_{э1} - P_м = P_{э2}/s = M\Omega_1, \qquad (43\text{-}16)$$

где $P_м = m_1 R_0 I_0^2$ — магнитные потери в магнитопроводе статора;
$P_{э1} = m_1 R_1 I_1^2 = f(s)$ — электрические потери в обмотке статора;
$P_{э2} = m_1 R'_2 (I'_2)^2 = f(s)$ — электрические потери в обмотке ротора.

Если за единицу мощности принять номинальную полную мощность машины $S_{1н} = m_1 U_{1н} I_{1н}$ и за единицу вращающего момента $M_1 = S_{1н}/\Omega_1$, то электромагнитная мощность и электромагнитный момент будут выражаться в относительных единицах одинаковым образом:

$$M_* = \frac{M}{M_1} = \frac{R'_{*2} U_{*1}^2}{s\,[(R_* + c' R'_{*2}/s)^2 + (X_* + c'' R'_{*2}/s)^2]} = \frac{P_{эм}}{S_{1н}} = P_{*эм}.$$

Поэтому характеристики $M = f(s)$ и $P_{эм} = f(s)$, представленные на рис. 43-2 в относительных единицах, совпадают.

Механическая мощность, развиваемая ротором, находится по (41-36):

$$P_{\text{мех}} = (1-s)\,P_{\text{эм}} = \frac{(1-s)\,m_1 R_2' U_1^2}{s\,[(R + c' R_2'/s)^2 + (X + c'' R_2'/s)^2]} = M\Omega. \quad (43\text{-}17)$$

Мощность $P_{\text{мех}} = f(s)$ (см. рис. 43-2) дважды проходит через нуль: при $s = 0$ и при $s = 1$ (в первом случае $M = 0$; во втором — $\Omega = 0$).

Полезная механическая мощность на валу машины P_2 определяется с учетом добавочных потерь $P_{\text{д}}$ и механических потерь $P_{\text{т}}$, которые должны быть найдены в функции скольжения:

$$P_2 = P_{\text{мех}} - P_{\text{д}} - P_{\text{т}}. \quad (43\text{-}18)$$

Независимо от режима работы и направления электромеханического преобразования *асинхронная машина всегда потребляет из сети реактивную мощность,* необходимую для образования главного вращающегося магнитного поля и полей рассеяния. Реактивная мощность, потребляемая машиной из сети,

$$Q_1 = m_1 U_1 I_1 \sin \varphi_1 = m_1 U_1 I_{1r}, \quad (43\text{-}19)$$

где $I_{1r} = f(s)$ по (43-9).

Эта мощность складывается из реактивной мощности, необходимой для образования главного вращающегося магнитного поля,

$$Q_0 = m_1 X_0 I_0^2, \quad (43\text{-}20)$$

реактивной мощности, необходимой для образования магнитного поля рассеяния обмотки статора,

$$Q_{\sigma 1} = m_1 X_1 I_1^2 \quad (43\text{-}21)$$

и реактивной мощности, необходимой для образования магнитного поля рассеяния обмотки ротора,

$$Q_{\sigma 2} = m_1 X_2' (I_2')^2, \quad (43\text{-}22)$$

где $I_2' = f(s)$ — по (42-12).

43-5. ДОБАВОЧНЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ МОМЕНТЫ

Наряду с основным электромагнитным моментом, возникающим в результате взаимодействия основной гармонической поля взаимной индукции с индуктированными в обмотке ротора токами (§ 43-3), на ротор асинхронной машины действует ряд добавочных электромагнитных моментов различной физической природы. Во многих случаях эти моменты оказывают существенное влияние на механическую характеристику асинхронной машины. Поскольку методы расчета добавочных моментов достаточно сложны и разнообразны, ограничимся качественным объяснением природы их возникновения.

Асинхронные моменты. Эти электромагнитные моменты по своей природе аналогичны основному электромагнитному моменту и отли-

чаются от последнего лишь тем, что они связаны с взаимодействием высших, а в дробных обмотках и низших гармонических поля статора с токами, индуктированными ими в обмотке ротора. Наиболее значительные добавочные асинхронные моменты образуются первыми зубцовыми гармоническими статора порядка $\nu = (Z_1/p) \pm 1$. Амплитуды индукции этих гармонических $B_{1\nu m} = \mu_0 F_{1\nu m} c_\nu/(\delta k_{\delta 2})$ оказываются особенно большими не только потому, что обмоточные коэффициенты в формуле МДС $F_{1\nu m} = \frac{2\sqrt{2}\, m_1 I_1 w_1 k_{p\nu} k_{y\nu}}{\pi p \nu}$ близки к единице и совпадают с обмоточными коэффициентами для основной гармонической ($k_{p\nu} = k_{p1}$; $k_{y\nu} = k_{y1}$), но и потому, что эти гармонические поля существенно увеличиваются из-за влияния зубчатости статора. Коэффициент влияния зубчатости C_ν при открытых пазах на статоре может достигать 3—4 (см. § 25-6).

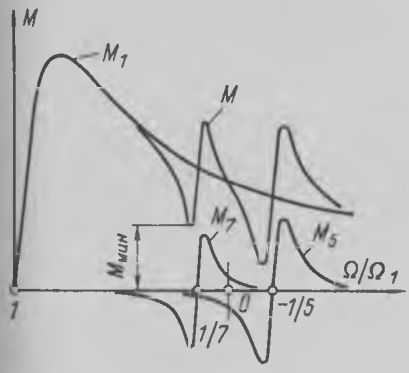


Рис. 43-3. Добавочные асинхронные моменты от высших гармонических.

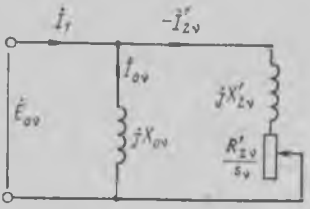


Рис. 43-4. Схема замещения асинхронной машины для ν-й гармонической магнитного поля.

В качестве примера рассмотрим трехфазную машину $m_1 = 3$; $q_1 = 1$; $p = 2$; $Z_1 = 2pm_1q_1 = 12$, которая имеет первые зубцовые гармонические $\nu = 12/2 \pm 1$, т. е. $\nu = 5$ и $\nu = 7$. Седьмая гармоническая вращается в том же направлении, что и основная, со скоростью $\Omega_7 = \Omega_1/7$; пятая — в обратном направлении со скоростью $\Omega_5 = -\Omega_1/5$.

При неподвижном роторе седьмая гармоническая перемещается относительно ротора в том же направлении, что и основная, и образует момент $M_7 > 0$, действующий согласно с основным (рис. 43-3). По мере увеличения угловой скорости ротора скольжение $s_7 = (\Omega_7 - \Omega)/\Omega_7$ по отношению к ротору уменьшается и при $\Omega = \Omega_7$, когда $s = 6/7$, обращается в нуль. При этом седьмая гармоника не перемещается относительно ротора, токи в нем не индуктируются и $M_7 = 0$. При дальнейшем увеличении угловой скорости ротора $\Omega > \Omega_7$ (скольжение $s_7 < 0$) по отношению к седьмой гармонической наступает генераторный режим и момент изменяет свое направление на противоположное: $M_7 < 0$ (рис. 43-3). Зависимость момента M_5 от угловой скорости ротора имеет тот же характер. Однако теперь скольжение $s_5 = (\Omega_5 - \Omega)/\Omega_5$ обращается в нуль при угловой ско-

рости ротора $\Omega = -\Omega_1/5$, т. е. в области тормозного режима для основной гармонической, когда $s = 6/5 > 1$. Другие гармонические составляющие поля статора также образуют добавочные асинхронные моменты, и результирующий асинхронный электромагнитный момент находится в виде суммы $M = M_1 + M_5 + M_7 + M_{11} + M_{13} + \ldots$ Добавочные асинхронные моменты искажают кривую основного электромагнитного момента.

Наибольшие искажения наблюдаются в зоне малых скоростей вращения, где добавочные асинхронные моменты, связанные с высшими гармоническими, максимальны. Провалы в кривой результирующего момента затрудняют пуск двигателя.

Количественная оценка добавочного асинхронного момента, связанного с ν-й пространственной гармонической поля, может быть произведена с помощью схемы замещения по рис. 43-4. Схема замещения для ν-й гармонической поля составляется по аналогии со схемой замещения для основной гармонической по рис. 42-3, *а*. Ток в обмотке статора I_1 считается заданным. При любой угловой скорости ротора он определяется процессами, связанными с основной пространственной гармонической, и рассчитывается по (43-8). Заданы также угловая скорость ротора Ω и скольжение для ν-й гармонической $s_\nu = (\Omega_\nu - \Omega)/\Omega_\nu$, где $\Omega_\nu = \pm \Omega_1/\nu$.

С помощью схемы замещения рассчитывается приведенный ток $I'_{2\nu}$, индуктированный ν-й гармонической поля в обмотке ротора:

$$-\dot{I}'_{2\nu} = \dot{I}_1 \frac{jX_{0\nu}}{R'_{2\nu}/s_\nu + j(X_{0\nu} + X'_{2\nu})}.$$

Как видно, ток $-I'_{2\nu}$ представляет собой часть тока $\dot{I}_1$ и зависит от скольжения s_ν и сопротивлений схемы замещения;

$X_{0\nu}$ — индуктивное сопротивление взаимной индукции обмотки статора, связанное с ν-й гармонической поля;

$X'_{2\nu}$ — приведенное индуктивное сопротивление рассеяния ротора для ν-й гармонической поля;

$R'_{2\nu}$ — приведенное активное сопротивление ротора для ν-й гармонической поля (с учетом вытеснения тока при частоте $f_{2\nu} = f_1 s_\nu$).

При $s_\nu = 0$, когда по отношению к ν-й гармонической ротор движется синхронно, $I'_{2\nu} = 0$, и намагничивающий ток $\dot{I}_{0\nu}$, образующий результирующую ν-ю гармоническую поля, совпадает с током $\dot{I}_1$. При $s_\nu \neq 0$ в роторе появляется некоторый ток $I'_{2\nu}$, который ослабляет поле статора, что проявляется в уменьшении намагничивающего тока $\dot{I}_{0\nu} = \dot{I}_1 - (-\dot{I}'_{2\nu})$.

Добавочный асинхронный момент от ν-й гармонической поля статора можно найти, воспользовавшись известными соотношениями (41-33), (41-36):

$$M_\nu = \frac{P_{эм\nu}}{\Omega_\nu} = \frac{P_{э2\nu}}{s_\nu \Omega_\nu} = \frac{m_1 R'_{2\nu} (I'_{2\nu})^2}{s_\nu \Omega_\nu}.$$

Как видно из схемы замещения, при заданных токе I_1 и скольжении s_ν и прочих равных условиях ток $I'_{2\nu}$ и момент M_ν увеличива-

ются с уменьшением сопротивления ротора $X'_{2\nu}$. Поэтому при фазной обмотке ротора, обладающей весьма большим рассеянием по отношению к любым высшим гармоническим поля, токи $I'_{2\nu}$ и моменты M_ν очень малы и их искажающее влияние можно не учитывать. Объясняется это, во-первых, тем, что фазная обмотка ротора обладает малыми обмоточными коэффициентами по отношению к зубцовым гармоническим поля статора, вследствие чего эти гармонические индуктируют в ней небольшие ЭДС, и, во-вторых, тем, что ток $I'_{2\nu}$, индуктированный в этой обмотке, создает наряду с небольшим полем ν-й гармонической весьма значительное поле основной гармонической, являющееся полем рассеяния по отношению к ν-й гармонической.

Наоборот, при короткозамкнутой обмотке на роторе индуктивное сопротивление рассеяния $X'_{2\nu}$ соизмеримо с $X_{0\nu}$ и токи I'_{ν}, индуктируемые в обмотке ротора, а также добавочные асинхронные моменты представляют реальную опасность. Это объясняется тем, что короткозамкнутая обмотка состоит из ряда элементарных контуров, каждый из которых состоит из двух соседних стержней и участков колец, размещающихся между ними. Такие контуры обладают достаточно малым индуктивным сопротивлением рассеяния $X'_{2\nu}$ по отношению к высшим гармоническим поля. Увеличение количества стержней Z_2 и уменьшение ширины контура приводят к уменьшению $X'_{2\nu}$ и увеличению провалов в кривой момента.

Во избежание значительного искажения кривой момента рекомендуется выбирать $Z_2 < Z_1$. Для уменьшения вредного влияния высших гармонических на механическую характеристику асинхронной машины применяют скос пазов (стержней) ротора на одно зубцовое деление статора. При изолированной короткозамкнутой обмотке это приводит к существенному снижению токов, индуктированных зубцовыми гармоническими статора в обмотке ротора, и почти полному исключению провалов в кривой момента.

При короткозамкнутой обмотке с неизолированными стержнями скос как мера по уменьшению вредного влияния высших гармонических малоэффективен, так как в этом случае появляются поперечные индуктированные токи, протекающие между соседними стержнями через зубцы магнитопровода ротора. Поскольку при этом возникают добавочные потери от поперечных токов, скос пазов на зубцовое деление почти не применяется, а в некоторых исключительных случаях делается скос на половину зубцового деления.

Синхронные моменты. Эти добавочные электромагнитные моменты появляются при определенных условиях в результате взаимодействия двух высших гармоник одинакового порядка ν, одна из которых создана током статора I_1 частоты f_1, а вторая — током ротора I_2, изменяющимся с частотой $f_2 = sf_1$. Такие гармонические называются независимыми, так как ни одна из них не является результатом индуктивного действия другой. Своим появлением эти гармонические обязаны основным токам в обмотках статора и ротора I_1 и I_2, образую-

щимся вследствие взаимной индукции по основной гармонической поля.

Сущность рассматриваемого явления поясним на примере. Обратимся к случаю, когда синхронный момент создается наиболее сильно выраженными гармониками зубцового порядка. Предположим, что обмотка статора имеет $m_1 = 3$; $q_1 = 1$; $2p = 6$; $Z_1 = 18$, а фазная обмотка ротора $m_2 = 2$; $q_2 = 2$; $Z_2 = 24$. Тогда первые зубцовые гармонические, образуемые током статора I_1, имеют порядок $\nu_1 = Z_1/p \pm 1 = 18/3 \pm 1 = 7$ (прямая) или 5 (обратная).

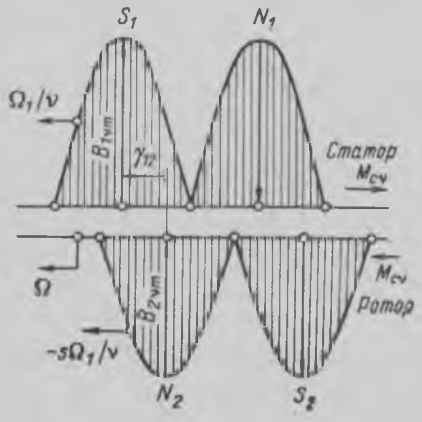


Рис. 43-5. Взаимодействие статорной и роторной независимых гармонических ν-го порядка, образующих добавочные синхронные моменты.

Первые зубцовые гармонические, образуемые током ротора I_2, имеют порядок $\nu_2 = Z_2/p \pm 1 = 24/3 \pm 1 = 9$ (прямая) или 7 (обратная).

Видно, что в данном случае одинаковый порядок имеют прямая гармоника статора и обратная гармоника ротора $\nu = \nu_1 = \nu_2 = 7$. Прямая гармоника статора с амплитудой $B_{1\nu m}$ вращается с угловой скоростью Ω_1/ν (рис. 43-5). Обратная гармоника ротора с амплитудой $B_{2\nu m}$ вращается относительно ротора с угловой скоростью $(-s\Omega_1)/\nu = -(\Omega_1 - \Omega)/\nu$ и относительно статора $\Omega - (\Omega_1 - \Omega)/\nu$.

Относительно роторной статорная гармоника перемещается с угловой скоростью

$$\Omega_{12} = \Omega_1/\nu - \left|\Omega - \frac{\Omega_1 - \Omega}{\nu}\right|.$$

Таким образом, в произвольном установившемся режиме, когда $\Omega_{12} \neq 0$, гармоники статора и ротора вращаются несинхронно и их взаимное расположение, характеризующееся углом $\gamma_{12} = \Omega_{12}t$, непрерывно изменяется. Соответственно изменяется и электромагнитный момент $M_{c\nu}$, возникающий в результате взаимодействия полюсов статорной гармоники N_1, S_1 и полюсов роторной гармоники N_2, S_2. Этот момент знакопеременен, зависит от электрического угла между гармониками $\alpha_{12\nu} = \nu p\gamma_{12}$ и изменяется в функции этого угла по закону синуса:

$$M_{c\nu} = M_{c\nu m} \sin \alpha_{12\nu}.$$

При $\alpha_{12\nu} = 0$ или π, когда разноименные или одноименные полюсы расположены друг против друга, момент $M_{c\nu} = 0$; при $\alpha_{12\nu} = \pi/2$ момент, действующий на ротор, максимален $M_{c\nu} =$

$= M_{cvm}$ и направлен в сторону вращения; при $\alpha_{12v} = -\pi/2$ момент достигает отрицательного максимума $M_{cv} = -M_{cvm}$.

Среднее значение знакопеременного момента M_{cv}, изменяющегося с угловой частотой $\omega_{12v} = \gamma p \Omega_{12}$, равно нулю, и ввиду большой механической инерции ротора этот момент не оказывает влияния на движение ротора.

Синхронный момент от взаимодействия статорной и роторной гармоник возникает только в том случае, когда они взаимно неподвижны. Это наблюдается при вполне определенной угловой скорости ротора $\Omega_{cv} = 2\Omega_1/(\nu + 1) = 2\Omega_1/(7 + 1) = \Omega_1/4$, которая может быть найдена исходя из условия $\Omega_{12} = 0$. При этой угловой скорости ротора (рис. 43-6) в зависимости от взаимного расположения гармоник статора и ротора создается положительный или отрицательный синхронный момент M_{cv} в пределах $-M_{cvm} \leqslant M_{cv} \leqslant M_{cvm}$.

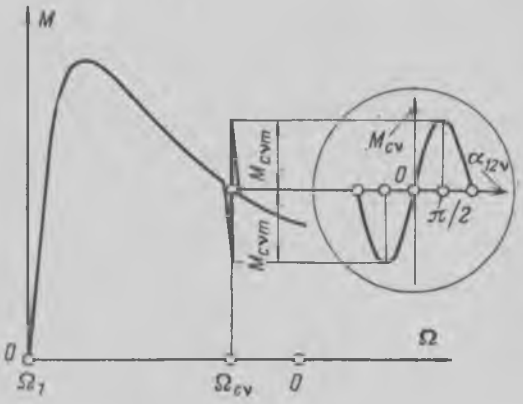


Рис. 43-6. Добавочный синхронный момент от статорной и роторной гармонических ν-го порядка.

Из-за действия синхронного момента ротор двигателя может «застрять» во время пуска на угловой скорости Ω_{cv} и не достигнуть нормальной скорости. Однако в отличие от асинхронного момента, который проявляется в сравнительно большом диапазоне угловых скоростей, синхронный момент действует при пуске при прохождении скорости Ω_{cv} весьма кратковременно и может быть легко преодолен за счет кинетической энергии, запасенной во вращающемся роторе. Поэтому синхронные моменты менее опасны, чем асинхронные, и с ними приходится серьезно считаться лишь в случае, когда они наблюдаются при $\Omega_{cv} = 0$.

Наиболее сильные синхронные моменты возникают при совпадении порядков первых зубцовых гармонических статора и ротора, т. е. при $\nu_1 = Z_1/p \pm 1 = Z_2/p \pm 1 = \nu_2$. Это будет иметь место при двух возможных вариантах соотношений между числами пазов статора и ротора. При $Z_1 = Z_2$ совпадают порядки гармонических статора и ротора, перемещающихся в одинаковом направлении; при $Z_2 - Z_1 = \pm 2p$ — порядки гармонических статора и ротора, перемещающихся в противоположных направлениях. В первом варианте гармонические статора и ротора движутся синхронно при неподвижном роторе. В этом случае ротор не обладает запасом кинетической энергии, и если синхронные моменты превзойдут основной пусковой

момент, ротор не сможет сдвинуться с места. Второй вариант был разобран в примере (см. выше).

Из сказанного вытекает, что во избежание значительных синхронных моментов необходимо, чтобы $Z_1 \neq Z_2$; $Z_2 - Z_1 \neq \pm 2p$. Для ослабления вредного влияния синхронных моментов на механическую характеристику асинхронной машины можно прибегнуть к скосу пазов ротора на зубцовое деление ротора.

Реактивные моменты. Такое название получили моменты, действующие на ферромагнитное тело в магнитном поле и стремящиеся повернуть его в положение, соответствующее наибольшей проводимости магнитной цепи.

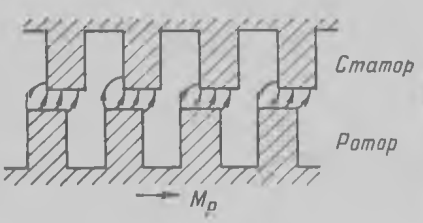


Рис. 43-7. Возникновение реактивного момента при $Z_1 = Z_2$.

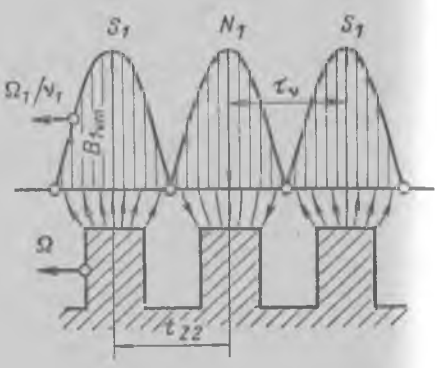


Рис. 43-8. Возникновение реактивного момента, обусловленного зубцовой гармонической магнитного поля.

В асинхронной машине эффект возникновения существенных реактивных моментов может наблюдаться в двух принципиально различных случаях: 1) если числа зубцов статора и ротора одинаковы, $Z_1 = Z_2$; 2) если число полюсов первой зубцовой гармонической поля статора совпадает с числом зубцов ротора, $2p\nu_1 = 2(Z_1 \pm p) = Z_2$.

В первом случае зубцы статора и ротора под воздействием магнитного поля взаимной индукции стремятся расположиться друг против друга, т. е. в положении, соответствующем наибольшей магнитной проводимости зазора. В этом положении реактивный момент $M_р = 0$. При смещении зубцов ротора относительно зубцов статора (рис. 43-7) на ротор действует реактивный момент, направленный в сторону положения наибольшей проводимости. Из-за действия таких реактивных моментов ротор асинхронного двигателя с $Z_1 = Z_2$ при пуске не способен стронуться с места (это явление называется «прилипанием»).

Во втором случае (рис. 43-8) полюсное деление первой зубцовой гармонической

$$\tau_\nu = \frac{2\pi R}{2p\nu_1} = \frac{\pi R}{Z_1 \pm p}$$

совпадает с зубцовым делением ротора $t_{Z2} = 2\pi R/Z_2$. Поэтому зубцы ротора стремятся расположиться против полюсов первой зубцовой гармонической магнитного поля статора, т. е. в положе-

нии наибольшей проводимости зазора для этой составляющей магнитного поля. Таким образом, при вращении ротора с угловой скоростью Ω, равной угловой скорости первой зубцовой гармонической $\Omega_\nu = \Omega_1/\nu_1$, и положении зубцов ротора относительно полюсов гармоники, показанном на рисунке, реактивный момент $M_р = 0$. При смещении зубцов ротора относительно полюсов гармоники на ротор действует реактивный момент $M_р$, направленный в сторону положения наибольшей проводимости. Этот реактивный момент возникает при вполне определенной угловой скорости $\Omega = \Omega_\nu$ и по своему воздействию на механическую характеристику аналогичен добавочному синхронному моменту (см. рис. 43-6). Например, при $m_1 = 3$; $2p = 6$; $q_1 = 1$; $Z_1 = 18$ рассмотренный реактивный момент появится при $Z_2 = 2(Z_1 \pm p) = 2(18 \pm 3) = 30$ или 42 и будет наблюдаться при угловой скорости ротора $\Omega = -\Omega_1/5$ или $\Omega_1/7$.

Вихревой и гистерезисный моменты. В отличие от синхронных и асинхронных добавочных моментов, которые были рассмотрены ранее, вихревой и гистерезисный моменты связаны не с высшими, а с основной гармонической магнитного поля.

И вихревой, и гистерезисный моменты обусловлены явлениями, возникающими при перемагничивании магнитопровода ротора главным магнитным полем. Вихревой момент $M_{вих}$ появляется в результате взаимодействия индуктированных в магнитопроводе вихревых токов с главным магнитным полем. По своей природе он аналогичен основному электромагнитному моменту и отличается от последнего только тем, что обусловливающие его индуктированные токи протекают в теле магнитопровода, а не в обмотке ротора.

Природа возникновения гистерезисного момента подробно разъяснена в § 63-7, посвященном гистерезисным двигателям. Этот момент появляется вследствие гистерезиса стали магнитопровода ротора, который приводит к некоторому запаздыванию в перемагничивании ротора по отношению к полю, перемещающемуся относительно ротора. В результате основные гармонические полей статора и ротора оказываются сдвинутыми на некоторый угол γ_{12}, зависящий от магнитных свойств материала магнитопровода ротора, и их взаимное расположение получается таким же, как на рис. 43-5. Этот рисунок соответствует случаю, когда поле ротора движется медленнее поля статора, и вследствие притяжения разноименных полюсов (S_1 и N_2, N_1 и S_2) возникает гистерезисный момент $M_г = M_{гm} > 0$, направленный в сторону вращения ротора. В случае, когда ротор движется быстрее поля статора, угол γ_{12} становится отрицательным, и гистерезисный момент действует в противоположную сторону ($M_г = -M_{гm} < 0$).

В случае, когда ротор движется синхронно, угол между осями полей статора и ротора в зависимости от внешнего вращающего момента может изменяться в пределах от γ_{12} до $-\gamma_{12}$, а гистерезисный момент $M_г$ в пределах от $M_{гm}$ до $-M_{гm}$.

При выявлении зависимости этих моментов от скольжения примем, что поток взаимной индукции Φ_m и, следовательно, индукция в элементах магнитопровода ротора остаются постоянными при изменении скольжения. Тогда потери на гистерезис в роторе $P_г$ пропорциональны частоте перемагничивания $f_2 = sf_1$, а потери на вихревые токи $P_в$ пропорциональны f_2^2, $P_г = sP_{г0}$; $P_в = s^2P_{в0}$, где $P_{г0}$ и $P_{в0}$ — соответствующие потери при $s = 1$. Электромагнитные мощности $P_{г.эм}$ и $P_{в.эм}$, соответствующие потерям $P_г$ и $P_в$, находятся в таком же соотношении с потерями, как мощность $P_{эм}$ с потерями $P_{э2}$ (41-36), поэтому

$$P_{г.эм} = P_г/s = P_{г0}, \quad P_{п.эм} = P_в/s = sP_{в0}.$$

Разделив электромагнитные мощности на угловую скорость поля Ω_1, найдем гистерезисный и вихревой моменты

$$M_{гm} = P_{г.эм}/\Omega_1 = pP_{г0}/(2\pi f_1);$$
$$M_в = P_{п.эм}/\Omega_1 = spP_{в0}/(2\pi f_1),$$

где p — число периодов поля.

Как видно из формул, гистерезисный момент от скольжения не зависит. При переходе через нулевое скольжение его знак по отношению к направлению вращения ротора изменяется на обратный. При принятом допущении $\Phi_m = \text{const}$, которое соответствует пренебрежению реакцией вихревых токов, вихревой момент пропорционален скольжению.

Таким образом, и в двигательном, и в генераторном режимах вихревой и гистерезисный моменты совпадают по направлению с основным электромагнитным моментом и принимают полезное участие в процессе преобразования энергии. Однако в обычных асинхронных двигателях, магнитопровод ротора которых изготовлен из изолированных друг от друга листов электротехнической стали, обладающей небольшими гистерезисными потерями, моменты $M_г$ и $M_в$ малы и при расчете механической характеристики могут не учитываться.

43-6. ГРАФИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК С ПОМОЩЬЮ КРУГОВОЙ ДИАГРАММЫ

Обоснование круговой диаграммы. При изменении скольжения ротора асинхронной машины при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$ и при постоянных параметрах R_1, X_1, R_2', X_2', R_0, X_0 конец комплекса тока статора $\dot{I}_1$ перемещается по окружности (рис. 43-9). Эту окружность, являющуюся геометрическим местом тока I_1, вместе с дополнительными построениями, необходимыми для графического определения электромеханических характеристик, называют круговой диаграммой асинхронной машины.

Существование круговой диаграммы доказывается с помощью Г-образной схемы замещения по рис. 42-3, *в*.

Уравнение напряжений для ветви ротора схемы замещения по рис. 42-3, *в*

$$\dot{U}_1 = + R_s\dot{I}_2'' + jX_к\dot{I}_2'',$$

где $\dot{I}_2'' = -\dot{I}_2'$.

Согласно принятым условиям $U_1 = \text{const}$; $X_к = X_1 + X'_2 = \text{const}$; ток I'_2 изменяется вследствие изменения сопротивления $R_s = R_1 + R'_2/s$. Для доказательства того, что геометрическим местом тока I''_2 при изменении скольжения

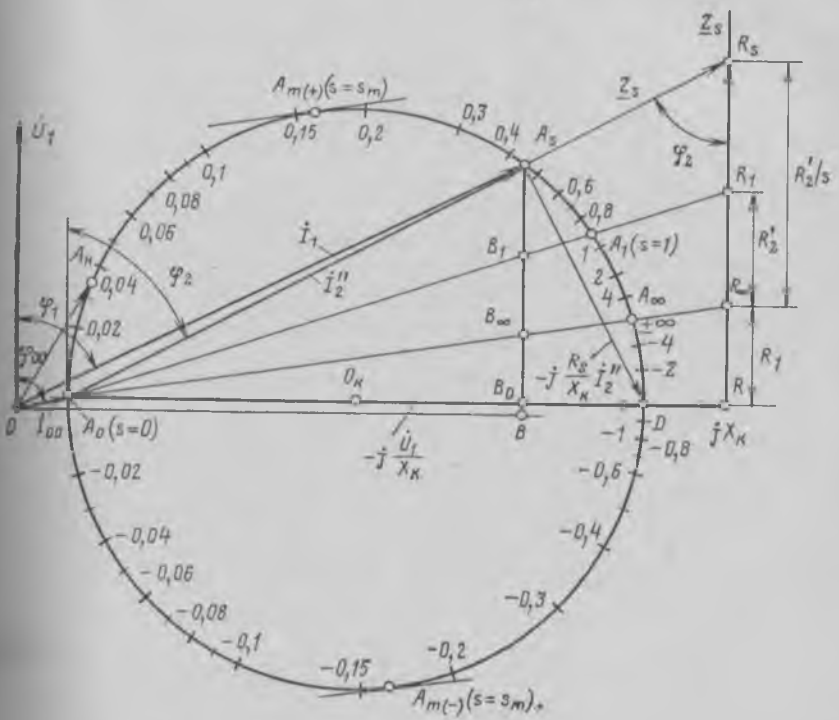


Рис. 43-9. Круговая диаграмма асинхронной машины (в относительных единицах при $U_1 = 1$; $I_0 = 0{,}364$; $\cos\varphi_{00} = 0{,}185$; $X_1 = X'_2 = 0{,}125$; $R_1 = 0{,}0375$; $R'_2 = 0{,}0425$).

является окружность, разделим на $jX_к$ правую и левую части последнего уравнения

$$-j\frac{\dot{U}_1}{X_к} = -j\frac{R_s}{X_к}I''_2 + I''_2.$$

В правой части этого уравнения ток I''_2, показанный на диаграмме рис. 43-9 в виде отрезка A_0A_s, суммируется с током $-j\frac{R_s}{X_к}I''_2$, отстающим от тока I''_2 на угол $\pi/2$. На диаграмме ток $-j\frac{R_s}{X_к}I''_2$ показан в виде отрезка A_sD. В сумме токи I''_2 и $-j\frac{R_s}{X_к}I''_2$ равны неизменному току $-j\frac{\dot{U}_1}{X_к}$, показанному на диаграмме в виде отрезка A_0D (ток $-j\frac{\dot{U}_1}{X_к}$ отстает от напряжения $\dot{U}_1$ на угол $\pi/2$).

Токи I''_2 и $\left(-j\frac{R_s}{X_к}I''_2\right)$ являются катетами прямоугольного треугольника, гипотенуза которого $-j\frac{\dot{U}_1}{X_к}$ остается постоянной.

Следовательно, при любых соотношениях между токами I_2'' и $-j\frac{R_s}{X_к}I_2''$ и любых значениях сопротивления $R_s = R_1 + R_2'/s$ вершина прямого угла A_s будет находиться на окружности с центром в точке $O_к$, построенной на отрезке A_0D, как на диаметре. Эта окружность является геометрическим местом конца комплекса тока I_2'' (точки A_s). Для ее построения нужно изобразить комплекс тока $-j\frac{U_1}{X_к}$, соответствующий диаметру окружности, в виде отрезка A_0D определенной длины, перпендикулярного напряжению U_1. При этом масштаб токов, А/мм, окажется равным

$$c_I = \frac{U_1/X_к}{A_0D},$$

где A_0D — длина отрезка, мм.

Затем нужно найти середину отрезка A_0D в точке $O_к$ и провести окружность тока I_2'' радиусом $O_кA_0$.

Покажем теперь, как найти положение точки A_s на окружности при заданном скольжении s. Угол φ_2 между напряжением U_1 и током I_2'' зависит от соотношения сопротивлений R_s и $X_к$. Построим в определенном масштабе треугольник сопротивлений A_0R_sR. Его горизонтальный катет A_0R пропорционален $jX_к$; вертикальный RR_s пропорционален активному сопротивлению ветви ротора R_s; гипотенуза A_0R_s пропорциональна полному сопротивлению ветви

$$Z_s = R_s + jX_к.$$

При изменении s и R_s конец комплекса Z_s будет перемещаться по линии RR_s, называемой линией сопротивлений. Угол между A_0R_s и RR_s равен углу φ_2 между U_1 и I_2'', причем

$$\operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{X_к}{R_s}.$$

Значит, линия, проведенная через точки A_0 и R_s, в пересечении с окружностью укажет положение точки A_s (конца комплекса тока I_2''). Для нахождения точки A_s нужно на линии сопротивлений Z_s отложить от точки R отрезок RR_s, пропорциональный $R_s = R_1 + R_2'/s$. Для нахождения тока статора $I_1 = I_2'' + I_{00}$ к току I_2'' нужно добавить ток холостого хода I_0, отстающий от напряжения U_1 на угол φ_{00} и равный $U_1/(Z_1 + Z_0)$. Начало комплекса I_{00} укажет точку O, начало отсчета, в которую можно переместить комплекс напряжения. Соединив точки O и A_s, получим комплекс тока статора I_1 (отрезок OA_s), отстающего от напряжения на угол φ_1.

Наметим на линии сопротивлений точки, соответствующие характерным скольжениям:

1. $s = 1$ (неподвижный ротор); $R_s = R_1 + R_2' = R_к$. Этому режиму соответствует точка R_1 на линии сопротивлений и A_1 на окружности токов.

2. $s = \pm\infty$ (ротор вращается по или против направления вращения поля с бесконечно большой скоростью). Соответственно $R_s = R_1$, что пропорционально отрезку RR_∞. Получаем характерные точки R_∞ и A_∞.

3. $s = 0$ (идеальный холостой ход). Имеем $R_s = \infty$, и точка R_s, скользя по линии сопротивлений, уходит в бесконечность. На окружности токов данный режим характеризуется точкой A_0.

Поступая таким же образом для других возможных скольжений, наносим на окружность шкалу скольжений.

Между характерными точками диаграммы располагаются зоны возможных режимов работы асинхронной машины. В пределах дуги A_0A_1, соответствующей скольжениям $s = 0 \div 1$, имеет место двигательный режим; в пределах дуги A_1A_∞ при $s = 1 \div (+\infty)$ — режим тормоза и в пределах дуги A_0A_∞ при $s = 0 \div (-\infty)$ — генераторный режим.

Однако следует помнить, что круговая диаграмма является идеализированным геометрическим местом тока асинхронной машины, поскольку она построена

в предположении $X_к = \text{const}$. В действительности насыщение стальных участков магнитной цепи полями рассеяния приводит к уменьшению $X_к$ с ростом токов и, следовательно, отклонению геометрического места токов от окружности. Впрочем, в диапазоне от холостого хода до номинального режима эти отклонения незначительны и с ними можно не считаться.

Определение с помощью круговой диаграммы токов, мощностей, потерь и других величин. Кроме токов I_1 и $I'_2 = I''_2$, круговая диаграмма дает возможность определить мощности, КПД, коэффициент мощности в функции от скольжения. Для этого необходимо произвести на диаграмме измерение определенных отрезков.

Ток статора $I_1 = (OA_s)\, c_I$, где c_I = масштаб тока.

Ток ротора $I'_2 = I''_2 = (A_0A_s)\, c_I$.

Для определения мощностей сделаем некоторые дополнительные построения. Через точку O проведем линию OB, параллельную диаметру окружности A_0D. Через точку A_0 проведем линии A_0A_1 и A_0A_∞, пересекающие окружность в характерных точках A_1 и A_∞.

Забегая вперед, отметим, что линия A_0A_1 называется линией механических мощностей, $P_{мех}$ линия A_0A_∞ — линией электромагнитных мощностей $P_{эм}$ или электромагнитных моментов M; линия OB — линией первичных мощностей P_1.

Опустим из точки A_s перпендикуляр A_sB_0 на диаметр A_0D и обозначим точки пересечения перпендикуляра с характерными линиями символами B_1, B_∞, B.

Покажем, что отрезки линии A_sB в соответствующем масштабе изображают мощности. Активная мощность, потребляемая из сети (43-16), пропорциональна отрезку A_sB:

$$P_1 = m_1U_1I_{1a} = m_1U_1c_I\,(A_sB) = c_P\,(A_sB),$$

где $c_P = m_1U_1c_I$ — масштаб мощностей, Вт/мм.

Электромагнитная мощность определяется отрезком A_sB_∞.

Исходя из подобия треугольников $\triangle\,(A_0A_sB_\infty)$ и $\triangle\,(A_0R_sR_\infty)$, найдем

$$A_sB_\infty = \frac{R_sR_\infty A_0A_s}{A_0R_s} = \left(\frac{R'_2}{s}\right)\frac{(A_0A_s)}{Z_s}.$$

Тогда

$$c_P\,(A_sB_\infty) = m_1\left(\frac{R'_2}{s}\right)\frac{U_1}{Z_s}\,(A_0A_s)\,c_I = m_1\frac{R'_2}{s}\,(I''_2)^2 = \frac{P_{э2}}{s} = P_{эм}.$$

Покажем теперь, что отрезок A_sB_1 пропорционален механической мощности. Исходя из параллельности линий R_sR и A_sB, можно составить пропорцию

$$\frac{(A_sB_1)}{(A_sB_\infty)} = \frac{(R_sR_1)}{(R_sR_\infty)} = \frac{\dfrac{R'_2}{s} - R'_2}{\dfrac{R'_2}{s}} = 1 - s,$$

откуда следует, что

$$c_P\,(A_sB_1) = c_P\,(A_sB_\infty)\,(1-s) = P_{эм}\,(1-s) = P_{мех}.$$

Сумма магнитных и электрических потерь в статоре пропорциональна отрезку $B_\infty B$:

$$P_м + P_{э1} = c_P\,(B_\infty B).$$

Электрические потери в обмотке ротора пропорциональны отрезку B_1B_∞:

$$P_{э2} = P_{эм} - P_{мех} = c_P\,(B_1B_\infty).$$

Электромагнитный момент пропорционален электромагнитной мощности:

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega_1} = \frac{c_P}{\Omega_1}\,(A_sB_\infty).$$

Коэффициент мощности $\cos\varphi_1$ может быть найден по соотношению соответствующих мощностей. Коэффициент полезного действия в режимах двигателя и генератора вычисляется по (43-1), (43-2), причем механическая мощность на валу непосредственно из диаграммы не определяется и рассчитывается по механической мощности ротора:

$P_2 = P_{мех} - P_т - P_д$ — в режиме двигателя;

$|P_2| = |P_{мех}| + P_т + P_д$ — в режиме генератора.

По круговой диаграмме может быть определен ряд характерных величин: номинальные величины $I_{1н}$, $\cos\varphi_н$, $s_н$, $\eta_н$, максимальный электромагнитный момент M_m и начальный пусковой момент $M_п$. В номинальном режиме при работе двигателем точка A_s совпадает с точкой $A_н$, выбранной по заданной номинальной мощности $P_н = P_{2н}$ таким образом, чтобы

$$A_sB_1 = \frac{P_{мех\ (н)}}{c_P},$$

где $A_s \to A_н$, $P_{мех\ (н)} = P_{2н} + P_т + P_д$; A_sB_1 — отрезок перпендикуляра к диаметру, заключенный между окружностью и линией механической мощности A_0A_1.

Электромагнитный момент приобретает максимальное значение $M_{m(+)}$ или $M_{m(-)}$ при совпадении точки A_s с точкой $A_{m(+)}$ (при положительном скольжении) или с точкой $A_{m(-)}$ (при отрицательном скольжении). В этих точках длина A_sB_∞ отрезка, перпендикулярного к диаметру и заключенного между окружностью и линией электромагнитной мощности A_0A_∞, максимальна

$$M_{m(+)} = \frac{c_P}{\Omega_1}(A_sB_\infty), \quad \text{где} \quad A_s \to A_{m(+)};$$

$$M_{m(-)} = \frac{c_P}{\Omega_1}(A_sB_\infty), \quad \text{где} \quad A_s \to A_{m(-)}.$$

Начальный пусковой момент определяется при совпадении точки A_s с точкой A_1 по формуле

$$M_п = \frac{c_P}{\Omega_1}(A_sB_\infty), \quad \text{где} \quad A_s \to A_1.$$

Круговая диаграмма может быть построена по данным опыта холостого хода и короткого замыкания. Это наиболее легко осуществимые режимы. Построенная таким образом круговая диаграмма позволяет рассмотреть любые промежуточные режимы.

ГЛАВА СОРОК ЧЕТВЕРТАЯ

ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

44-1. ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Режим двигателя является основным режимом, в котором практически используются асинхронные машины. Другие возможные режимы работы применяются крайне редко (см. § 43-1). Поэтому подавляющая часть выпускаемых промышленностью асинхронных машин предназначается заводами-изготовителями для работы в режиме двигателя и называется асинхронными двигателями. Этим названием подчеркивается, что выпускаемые машины обладают определенными гарантированными техническими показателями только

в режиме двигателя, хотя в принципе они могут работать и в других режимах.

Все асинхронные двигатели должны самостоятельно пускаться в ход, т. е. разгоняться от неподвижного состояния до угловой скорости, близкой к синхронной, преодолевая момент сопротивления нагрузки. Это требование к пусковым свойствам обеспечивается по-разному в двигателях различного исполнения.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Обычно пускаются в ход прямым включением в сеть с номинальным напряжением $U_1 = U_{1н}$. Процесс разбега ротора двигателя от неподвижного состояния ($\Omega = 0, s = 1$) до номинальной угловой скорости $\Omega_н$ определяется его механической характеристикой $M = f(\Omega)$ и механической характеристикой нагрузки $M_в = f(\Omega)$.

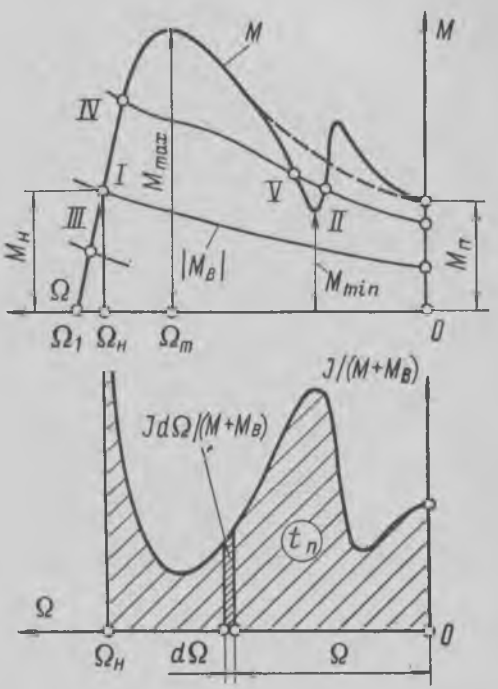


Рис. 44-1. Пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Механическая характеристика двигателя показана на рис. 44-1, пунктиром изображена идеальная характеристика момента при пренебрежении высшими гармоническими поля (см. § 43-3); сплошной линией — реальная механическая характеристика, построенная с учетом влияния высших гармонических поля (§ 43-5).

Как видно, добавочные вращающие моменты, связанные с высшими гармоническими поля, оказывают заметное влияние на ход характеристики, уменьшая результирующий вращающий момент при малых скоростях вращения.

Механическая характеристика нагрузки показана на рис. 44-1 в виде кривой $|M_в| = f(s)$. Ход характеристики нагрузки зависит от вида приводимой в движение исполнительной машины. Обычно вращающий момент $|M_в|$ возрастает по абсолютной величине с ростом скорости (в вентиляторах или насосах в большей степени, в металлорежущих станках — в меньшей степени).

Если при неподвижном роторе ($\Omega = 0$) начальный пусковой момент двигателя $M_п$ больше момента $|M_в|$, требуемого для трогания исполнительной машины, то согласно уравнению движе-

ния

$$M + M_в = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (44\text{-}1)$$

где J — момент инерции вращающихся частей, приведенный к ротору, ротор получит некоторое положительное ускорение $d\Omega/dt > 0$ и начнет разгоняться. Этот процесс будет происходить до тех пор, пока сумма $M + M_в$, где $M > 0$, а $M_в < 0$, не обратится в нуль. Это произойдет в точке I пересечения характеристик $M = f(\Omega)$ и $|M_в| = f(\Omega)$, в которой двигатель будет в дальнейшем работать в установившемся режиме с номинальным вращающим моментом $M_н$ и при номинальной угловой скорости $\Omega_н$[1].

Для определения времени пуска $t_п$ нужно графически проинтегрировать (44-1)

$$t_п = \int_0^{\Omega_н} \frac{J\, d\Omega}{M + M_в}.$$

Интегрирование (44-1) можно провести также в численной форме с помощью ЭВМ.

Время оказывается пропорциональным заштрихованной площади на графике кривой $\frac{J}{M + M_в} = f(\Omega)$. Время пуска зависит от момента инерции вращающихся частей J и суммы моментов $M + M_в$ (или разности $M - |M_в|$). Это время невелико (оно находится в пределах от долей секунды до нескольких секунд), но нужно иметь в виду, что токи I_1 и I_2 в обмотках при пуске во много раз превышают номинальный ток (начальный пусковой ток составляет в относительных единицах $I_{*п} = I_п/I_{1н} = 5 \div 7$) и, как видно из рис. 43-2, токи медленно уменьшаются с увеличением скольжения. Поэтому при недостаточно больших электромагнитных моментах (и малых разностях $M - |M_в|$), когда процесс пуска затягивается, температуры обмоток могут превысить допустимые пределы.

Необходимые требования к механическим характеристикам асинхронных двигателей регламентируются общесоюзными стандартами. Для двигателей общепромышленного применения в зависимости от их мощности и частоты вращения отношение максимального вращающего момента к номинальному $M_m/M_н$ должно находиться в пределах 1,7—2,2; отношение начального пускового момента к номинальному $M_п/M_н$ в пределах 0,7—2,0. Кроме того, специально оговаривается минимально допустимый вращающий момент в процессе пуска $M_{мин}$ (рис. 44-1), отношение которого к номинальному моменту должно быть не менее 0,6—1,0. При слишком малом минимальном моменте механическая характеристика нагрузки может

[1] Характеристики $M = f(\Omega)$ и $M_в = f(\Omega)$ пересекаются в точке, не обязательно соответствующей номинальному режиму.

пересечься с характеристикой двигателя в точке *II*. В этом случае установится угловая скорость меньше номинальной, пуск не завершится переходом к угловой скорости, близкой к синхронной Ω_1.

При прямом пуске крупных короткозамкнутых асинхронных двигателей от недостаточно мощной электрической сети пусковые токи могут вызвать недопустимо большое снижение напряжения U_1, отчего могут пострадать другие потребители. Для уменьшения пусковых токов в этом случае между двигателем и сетью включают реактор или автотрансформатор. Однако следует помнить, что снижение напряжения U_1 при пуске ведет к значительному уменьшению пусковых моментов, пропорциональных квадрату напряжения. Поэтому этот способ пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором неприменим при тяжелых условиях пуска (когда моменты $|M_п|$ велики).

44-2. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

В этих двигателях можно влиять на пусковые характеристики введением в цепь ротора на время пуска пускового реостата. К собственному сопротивлению обмотки ротора $R_{2н}$ с помощью контактных колец и щеток при пуске подсоединяется пусковой реостат, имеющий сопротивление $R_{2п}$. Сопротивление фазы ротора складывается из этих двух сопротивлений:

$$R_{2п} + R_{2п} = R_2.$$

При пуске нужно уменьшить начальный пусковой ток

$$I_п \approx \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + X_к^2}}$$

и увеличить начальный пусковой момент (43-15)

$$M_п = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{\Omega \left[(R_1 + R_2')^2 + X_к^2\right]}.$$

При этом нужно помнить, что начальный пусковой момент будет максимален, если критическое скольжение

$$s_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_к^2}} = 1,$$

т. е. при сопротивлении фазы ротора

$$R_{2m}' = \sqrt{R_1^2 + X_к^2} \approx X_к.$$

Обычно собственное сопротивление фазы ротора $R_{2н}' < R_{2m}'$, и введение в цепь ротора пускового реостата с сопротивлением $R_{2п}' < R_{2m}' - R_{2н}'$ приводит к увеличению пускового момента (сравните пусковые моменты для кривых *1* и *2* на рис. 44-2); при $R_{2п}' = R_{2m}' - R_{2н}'$ пусковой момент максимален (кривая *3*); при дальнейшем увеличении $R_{2п}$ пусковой момент начнет снова снижаться (кривая *4*). Физически это объясняется тем, что увеличение

сопротивления R_2' в интервале $R_2' < R_{2m}'$ сильнее сказывается на электромагнитном моменте, чем уменьшение пускового тока

$$M_{\text{п}} \approx \frac{m_1 R_2' I_{\text{п}}^2}{\Omega_1}.$$

Если пусковой реостат имеет несколько ступеней сопротивлений $R_{2\text{п}} = R_{2(1)} < R_{2(2)} < R_{2(3)} < R_{2(4)}$, то можно получить несколько механических характеристик (кривые *1*, *2*, *3*) с одинаковым максимумом, но с разными критическими скольжениями (рис. 44-2).

Характеристика *1* при $R_{2(1)} = R_{2\text{п}}$, т. е. без добавочного сопротивления, называется естественной. В процессе пуска переключение ступеней реостата производят при таких угловых скоростях, при которых разность между электромагнитным моментом и моментом нагрузки оказывается наибольшей.

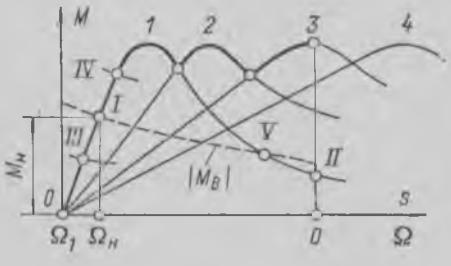


Рис. 44-2. Пуск асинхронного двигателя с фазным ротором.

Перед включением двигателя в сеть в его роторную цепь вводится сопротивление, обеспечивающее максимальный начальный пусковой момент (кривая *3* при $R_{2(3)}$). Двигатель начинает разгоняться, так как $M > |M_{\text{в}}|$. В момент достижения точки пересечения кривой *3* с кривой *2* происходит переключение на сопротивление $R_{2(2)}$ и двигатель разгоняется по кривой *2*; аналогично происходит переход на естественную механическую характеристику *1*. В установившемся режиме двигатель работает в точке естественной характеристики с номинальным моментом $M_{\text{н}}$ и номинальной угловой скоростью $\Omega_{\text{н}}$.

Двигатели с фазным ротором могут применяться при значительно более тяжелых условиях пуска, чем двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако для включения реостата на время пуска двигатели снабжаются контактными кольцами и щеточным устройством, что приводит к увеличению их стоимости и к некоторому снижению надежности в эксплуатации.

44-3. АСИНХРОННЫЕ КОРОТКОЗАМКНУТЫЕ ДВИГАТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМИ ПУСКОВЫМИ СВОЙСТВАМИ

В короткозамкнутую обмотку ротора нельзя ввести во время пуска дополнительное сопротивление, как это делается в двигателях с контактными кольцами. Однако пусковые характеристики двигателя с короткозамкнутой обмоткой можно улучшить, если использовать для увеличения активного сопротивления обмотки ротора поверхностный эффект в стержнях обмотки, проявляющийся

в начале пуска, когда частота тока в роторе $f_2 = sf_1$ близка к частоте сети f_1.

Для увеличения активного сопротивления стержня при частоте $f_2 \approx 50$ Гц (см. § 31-2) высота стержня h должна быть значительно больше глубины проникновения электромагнитного поля

$$\Delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega_1 \mu_0}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f_1 \mu_0}}.$$

При $f = 50$ Гц эта глубина равна примерно 10 мм для меди и 15 мм для алюминия. При высоте стержня h более 2Δ его активное сопротивление при $f_2 = 50$ Гц превышает омическое сопротивление в $k_r = h/\Delta$ раз.

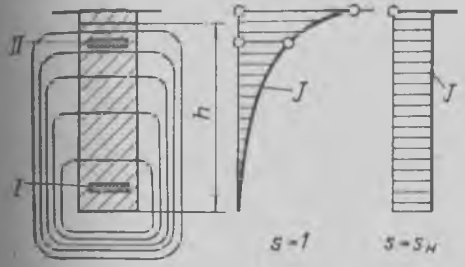


Рис. 44-3. Распределение плотности тока в стержне короткозамкнутой обмотки двигателя с глубокими пазами на роторе.

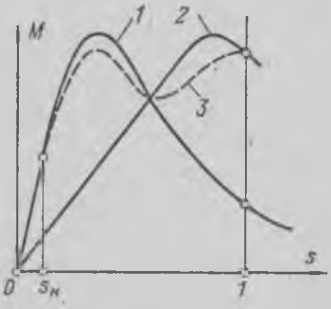


Рис. 44-4. Механическая характеристика двигателя с глубокими пазами на роторе.

В асинхронных двигателях с глубокими пазами на роторе высота стержней из алюминия составляет 40—60 мм, что позволяет получить при частоте 50 Гц 3—4-кратное увеличение сопротивления.

Картина поля рассеяния, образованного током стержня ротора, показана на рис. 44-3. Чем ближе ко дну паза расположен рассматриваемый элемент сечения стержня с омическим сопротивлением $R_э = \rho l/q_э$, тем большее число линий поля рассеяния с ним сцеплено. Элементы *I*, расположенные на дне паза, обладают максимальной индуктивностью рассеяния $L_э$; элементы *II*, расположенные ближе к зазору, — минимальной индуктивностью. Вместе с тем поле взаимной индукции имеет одинаковое сцепление со всеми элементами и индуктирует в них одинаковые ЭДС взаимной индукции $sE_в$, где $E_э$ ЭДС при $s = 1$. Поэтому плотности тока в элементах

$$J \approx \frac{sE_э}{q_э \sqrt{R_э^2 + (2\pi s f_1 L_э)^2}}$$

зависят от положения элемента по высоте стержня и от скольжения. При больших скольжениях ($s \approx 1$), когда $2\pi s f_1 L_э > R_э$ и индуктивное сопротивление $2\pi s f_1 L_э$ играет существенную роль, в элементах, расположенных ближе к зазору и обладающих меньшим индуктивным сопротивлением, плотность тока получается значительно боль-

шей (см. распределение плотности тока при $s = 1$). Наоборот, при номинальном скольжении $s_н \ll 1$ омическое сопротивление $R_э \gg 2\pi s f_1 L_э$, индуктивным сопротивлением можно пренебречь и плотность тока во всех элементах сечения постоянна (см. кривую J при $s = s_н$).

При скольжении $s_н$ ток равномерно распределен по сечению и активное сопротивление ротора R_2 не отличается от сопротивления для постоянного тока $R_{2(1)}$; при скольжении $s = 1$ ток протекает только по части сечения, активное сопротивление ротора существенно увеличивается и становится равным $R_{2(2)}$. На рис. 44-4 в виде кривой *1* показана механическая характеристика при постоянном сопротивлении $R_{2(1)}$; в виде кривой *2* — характеристика при сопротивлении $R_{2(2)}$, сохраняющемся при всех скольжениях. Кривая *3* изображает действительную механическую характеристику двигателя с глубокими пазами, сопротивление ротора которого при изменении скольжения от $s_н$ до $s = 1$ постепенно возрастает от $R_{2(1)}$ до $R_{2(2)}$. Большинство выпускаемых промышленностью асинхронных машин имеет углубленные пазы на роторе.

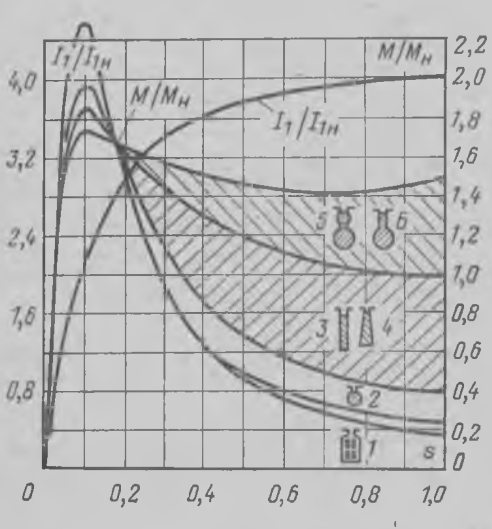


Рис. 44-5. Механические характеристики короткозамкнутых асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми свойствами.

1 — двигатель с фазным ротором; *2* — короткозамкнутая обмотка с круглыми стержнями; *3* — прямоугольные стержни в глубоких пазах; *4* — стержни трапецеидального профиля; *5* — двойная беличья клетка; *6* — стержни колбообразного профиля.

Асинхронные двигатели с двойной беличьей клеткой обладают еще более высокими пусковыми свойствами. На роторе двигателя имеются две короткозамкнутые обмотки, стержни которых расположены в полузакрытых пазах на различной глубине, отделенные друг от друга узким шлицем (*5* на рис. 44-5). При выполнении обмотки литой пазы и шлицы заливаются алюминием и обе обмотки практически представляют единое целое. При паяной конструкции обмотки стержни пусковой (внешней) клетки делают обычно из материала с бо́льшим удельным сопротивлением (латунь, реже бронза), чем стержни рабочей (внутренней) клетки (медь). Часто стержни пусковой клетки имеют и меньшее сечение, чем стержни рабочей клетки, что также обусловливает большее активное сопротивление пусковой клетки.

Стержни обеих клеток присоединяются с каждого торца к одному общему или к двум отдельным кольцам.

При пуске в ход частота тока в стержнях равна частоте сети и по тем же причинам, что и в двигателе с глубокими пазами на роторе, ток протекает в основном по пусковой обмотке, имеющей меньшее индуктивное сопротивление, чем рабочая обмотка. Так как активное сопротивление пусковой обмотки значительное, то это приводит к возрастанию пускового момента.

После разбега двигателя при номинальной или близкой к ней угловой скорости частота тока ротора мала (не более нескольких герц), индуктивные сопротивления стержней становятся много меньше активных сопротивлений и ток ротора распределяется между обмотками обратно пропорционально их активным сопротивлениям. Если рабочая клетка имеет меньшее сопротивление, чем пусковая, ток протекает в основном по этой обмотке. При литой обмотке плотность тока распределяется практически равномерно по всему сечению паза, залитому алюминием.

Помимо глубокопазных (*3* на рис. 44-5) и двойных беличьих клеток (*5*) на роторе широкое распространение в последние годы получили, особенно для быстроходных и мощных двигателей, обмотки со стержнями колбообразного (*6*) и трапецеидального (*4*) профиля. При пуске двигателя с медными стержнями колбообразного профиля (*6*) ток вытесняется в верхнюю узкую часть стержня, имеющую большое активное сопротивление. Благодаря этому обеспечивается увеличение пускового момента. По пусковым свойствам двигатели с колбообразными пазами и с двойной беличьей клеткой примерно равноценны (заштрихованная зона *5—6* на рис. 44-5).

При трапецеидальном профиле стержня (поз. *4*) пусковые свойства двигателя сохраняются такими же высокими, как и при прямоугольном профиле (заштрихованная зона *3—4*).

На рис. 44-5 показаны кривые изменения электромагнитных моментов и тока асинхронных двигателей с короткозамкнутыми роторами различного исполнения. Все двигатели имеют одинаковую мощность, одинаковый начальный пусковой ток и одинаковые потери в роторе при номинальной нагрузке. Для сравнения показана также естественная механическая характеристика асинхронного двигателя с контактными кольцами на роторе (*1*). Штриховкой отмечены области, в пределах которых в зависимости от конкретных особенностей обмотки располагаются характеристики короткозамкнутых двигателей с улучшенными пусковыми свойствами. Увеличение пускового момента в короткозамкнутых двигателях указанных конструкций сопровождается (в связи с возрастанием индуктивного сопротивления рассеяния X_2 обмотки ротора) снижением максимального момента M_m на 15—25% и коэффициента мощности на 4—6% по сравнению с двигателями с круглыми пазами на роторе.

ГЛАВА СОРОК ПЯТАЯ

РАБОТА АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ И РЕГУЛИРОВАНИЕ ИХ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

45-1. ВОЗМОЖНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ. УСЛОВИЯ УСТОЙЧИВОСТИ РЕЖИМА

В результате правильно завершенного пуска (см. рис. 44-1 и 44-2) должен установиться или номинальный режим в точке *I* или режим недогрузки в точке *III*, расположенной на участке характеристики между точкой холостого хода ($M = 0$, $\Omega = \Omega_1$) и точкой номинального режима ($M = M_н$, $\Omega = \Omega_н$).

Кратковременно допустимы также режимы нагрузки в точке *IV*, расположенной между точками ($M_в$, $\Omega_н$) и (M_m, Ω_m) при моментах, превышающих номинальный момент ($M > M_н$), но меньших, чем максимальный момент ($M < M_m$). Длительность этих режимов определяется электрическими потерями в обмотках.

Длительная работа в точке пересечения характеристик $M = f(\Omega)$ и $M_в = f(\Omega)$ возможна только в том случае, если при случайном отклонении угловой скорости от установившейся на ротор действует момент $M + M_в$, восстанавливающий прежнюю угловую скорость.

Условие устойчивости режима записывается через приращения (или производные) вращающих моментов $|dM|$ и $|dM_в|$ при одинаковых отклонениях угловой скорости $d\Omega$ от скорости в точке пересечения характеристик M и $M_в$, например в точке *I* на рис. 44-1 или 44-2.

Если $d|M_в| = \frac{d|M_в|}{d\Omega} d\Omega > d|M| = \frac{d|M|}{d\Omega} d\Omega$ и, следовательно, $\frac{d|M_в|}{d\Omega} > \frac{d|M|}{d\Omega}$, то режим устойчив, если $\frac{d|M_в|}{d\Omega} < \frac{d|M|}{d\Omega}$, то — неустойчив. Например, в точке *I*, где $\frac{d|M_в|}{d\Omega} > \frac{d|M|}{d\Omega}$, режим устойчив. При случайном увеличении скорости в точке *I* до $(\Omega_н + d\Omega)$ вращающий момент M уменьшается, так как $\frac{d|M|}{d\Omega} < 0$, а момент $M_в$ увеличивается, так как $\frac{d|M_в|}{d\Omega} > 0$. На ротор действует отрицательный момент $M - |M_в| = +d|M| - -d|M_в| < 0$, и появляется отрицательное ускорение $\frac{d\Omega}{dt} < 0$ [см. (44-1)], замедляющее движение ротора до тех пор, пока снова не восстановится прежняя угловая скорость $\Omega_н$.

Также устойчивы будут режимы работы в точках *III* или *IV* рабочей зоны механической характеристики двигателя при обычно встречающихся механических характеристиках нагрузки. Наоборот, режим в точке *V*, который может возникнуть, если после резкого снижения напряжение снова восстановится до номинального, как можно убедиться, неустойчив. В этой точке $\frac{d|M_в|}{d\Omega} < \frac{d|M|}{d\Omega}$. При случайном увеличении скорости вращения на $d\Omega > 0$ разность

$M - |M_в| = d|M| - d|M_в| > 0$ и появляется положительное ускорение $\frac{d\Omega}{dt} > 0$, увеличивающее угловую скорость ротора до тех пор, пока не наступит устойчивый режим в точке *IV* на рис. 44-1 и в точке *1* на рис. 44-2.

При случайном уменьшении скорости на $d\Omega < 0$ режим *V* перейдет в устойчивый режим *II* на рис. 44-1 или в режим короткого замыкания ($\Omega = 0$) на рис. 44-2.

45-2. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Асинхронный двигатель с определенными номинальными данными при эксплуатации может нагружаться различным образом и работать в диапазоне нагрузок от холостого хода до номинальной. Поэтому требуется, чтобы он имел достаточно высокие КПД и коэффициент мощности не только при номинальной, но и при неполной нагрузке, составляющей более 0,5 номинальной. С увеличением КПД уменьшается потребляемая двигателем активная мощность $P_1 = P_2/\eta$; с увеличением коэффициента мощности уменьшается потребляемая им полная мощность $S_1 = P_1/\cos\varphi_1$ за счет снижения реактивной мощности $Q_1 = S_1 \sin\varphi_1 = P_1 \operatorname{tg}\varphi_1$. И то, и другое приводит к уменьшению тока, потребляемого из сети,

$$I_1 = \frac{S_1}{m_1 U_1} = \frac{P_2}{m_1 U_1 \eta \cos\varphi_1},$$

полной мощности установленных на электрических станциях синхронных генераторов и потерь в трансформаторах и электрических сетях при передаче энергии, — в конечном счете уменьшая стоимость эксплуатации двигателя. Увеличения КПД и коэффициента мощности можно добиться путем применения более совершенных магнитных материалов (с меньшими удельными потерями и большей магнитной проницаемостью), уменьшения зазора между статором и ротором до минимально допустимого (0,3—1,5 мм в зависимости от мощности двигателя), а также снижения электромагнитных нагрузок (плотностей токов в обмотках и магнитных индукций) за счет увеличения размеров машины, что в конечном счете увеличивает стоимость изготовления двигателя.

При проектировании двигателя КПД и $\cos\varphi_1$ за счет варьирования размеров и применяемых материалов выбираются таким образом, чтобы сумма затрат на изготовление двигателя и его эксплуатацию была минимальной. Зависимости η, $\cos\varphi_1$, P_1, M, s, $n = f(P_2)$, выявляющие, как изменяются технические показатели двигателя в функции нагрузки, называются рабочими характеристиками. Типичные рабочие характеристики асинхронного двигателя представлены в относительной форме на рис. 45-1. Рабочие характеристики могут быть рассчитаны, построены графически с помощью круговой диаграммы (гл. 43) или получены экспериментально. Как видно из круговой диаграммы

(рис. 43-9), вместе с нагрузкой, характеризуемой механической мощностью $P_2 \approx P_{мех}$, изменяются ток I_1 и угол φ_1. Соответственно при увеличении P_2 коэффициент мощности $\cos\varphi_1$ изменяется от $\cos\varphi_0$ при I_0 до максимального $\cos\varphi_{max}$ при токе I_1, касательном к окружности. Обычно максимальный коэффициент мощности $\cos\varphi_{max}$ наблюдается при токе, близком к номинальному (рис. 45-1). Номинальный коэффициент мощности составляет 0,7—0,9. При уменьшении нагрузки до 0,5 он снижается примерно на 0,1.

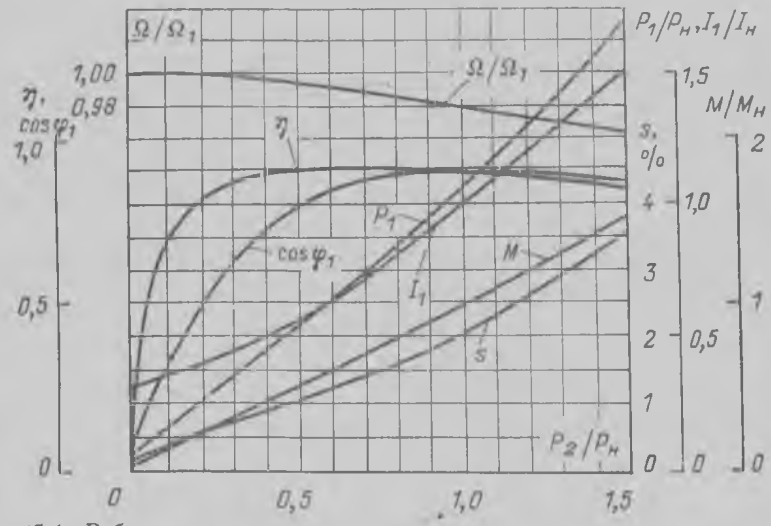


Рис. 45-1. Рабочие характеристики асинхронного двигателя.

Максимальный КПД η_{max}, как и в трансформаторе (см. § 6-3), получается в режиме, при котором постоянные потери ($P_м$, P_1), мало зависящие от нагрузки, равны переменным потерям ($P_{э1}$, $P_{э2}$, $P_д$), изменяющимся вместе с нагрузкой.

Двигатель проектируется таким образом, чтобы максимум КПД получался при некоторой недогрузке (на рис. 45-1 при $P_2/P_{2н} = 0{,}7$). Тогда в диапазоне нагрузок от 0,5 до 1,0 КПД остается почти постоянным и составляет для общепромышленных двигателей 0,75—0,95.

При изменении нагрузки частота вращения двигателя изменяется незначительно от $n = n_1$ до $n_н = n_1 (1 - s_н)$, т. е. всего на несколько процентов, поэтому говорят, что он обладает «жесткой характеристикой $n = f(P_2)$ или $n = f(M)$.

45-3. СПОСОБЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

Под регулированием понимается такое изменение угловой скорости ротора Ω, которое производится воздействием на двигатель со стороны эксплуатирующего персонала. При этом предполагается, что механическая характеристика нагрузки при регулировании

остается прежней. Поскольку угловая скорость $\Omega = \Omega_1 (1 - s)$, имеются две возможности для ее регулирования: путем изменения угловой скорости магнитного поля Ω_1 и путем изменения скольжения s.

Изменение угловой скорости $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$ может быть получено тремя способами: 1) изменением частоты тока f_1; 2) изменением числа пар полюсов p обмоток двигателя; 3) применением каскадного соединения двух асинхронных машин.

Изменение скольжения s может быть достигнуто различными способами, разделяющимися на две группы: 1) способы, при которых мощность скольжения $sP_{эм}$ выделяется в виде тепла в электрической цепи обмотки ротора (изменение напряжения U_1; введение дополнительного активного сопротивления R_2 в цепь ротора; введение дополнительных реактивных сопротивлений в цепь ротора; 2) способы, при которых мощность скольжения $sP_{эм}$ лишь частично теряется в электрических цепях ротора в виде потерь $m_2 I_2^2 R_2$, а в основном полезно используется (введение дополнительной ЭДС скольжения в цепь ротора с помощью электрических или электромеханических каскадных соединений асинхронной машины).

45-4. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ ПОЛЯ

а) **Регулирование частоты вращения изменением частоты тока** f_1 может быть осуществлено лишь при питании двигателя от источника с независимо регулируемой частотой. В качестве такого источника применяются синхронные генераторы с регулируемой частотой вращения, синхронные, асинхронные, ионные и полупроводниковые преобразователи частоты. Для обеспечения высокой жесткости механической характеристики и достаточной перегрузочной способности необходимо одновременно с частотой тока f_1 регулировать напряжение U_1 с тем, чтобы магнитный поток оставался постоянным $\Phi \sim U_1/f_1 = \text{const}$, что соблюдается при частоте одного порядка с номинальной.

Частотное регулирование частоты вращения ротора применяется преимущественно при групповом управлении асинхронными двигателями с короткозамкнутой обмоткой на роторе, например для регулирования частоты вращения двигателей, приводящих в движение ролики рольганга. Частотное регулирование частоты вращения позволяет плавно изменять частоту вращения в широком диапазоне (10 : 1 — 12 : 1), однако стоимость оборудования для регулирования частоты тока значительна.

б) **Регулирование частоты вращения изменением числа пар полюсов** p **обмотки статора** применяется в специальных асинхронных двигателях, получивших название многоскоростных. Такие двигатели имеют на статоре либо две обычные обмотки, выполненные на разные числа полюсов, либо одну полюсно-переключаемую обмотку, отдельные части которой переключаются таким обра-

зом, что при этом изменяется число полюсов обмотки. Ротор двигателя выполняется с короткозамкнутой обмоткой.

Многоскоростные электродвигатели применяются для привода механизмов со ступенчатым регулированием частоты вращения (металлообрабатывающие станки, лебедки).

Схема полюсно-переключаемой обмотки получается наиболее простой при изменении чисел полюсов в отношении 2 : 1 (рис. 45-2). Шаг обмотки выбирается таким образом, чтобы при меньшем числе полюсов ($2p_1$, равном, например, 2) он был равен $y = 0{,}5\tau_1$. Каждая фаза обмотки делится на две одинаковые части (на рис. 45-2 показана только фаза *A*). При соединении обмотки с меньшим числом полюсов ($2p_1$) каждая фаза имеет две параллельные ветви, а по соседним катушечным группам частей обмотки протекают токи в противоположных направлениях (рис. 45-2, *а*). При соединении обмотки с большим числом полюсов ($2p_2 = 4p_1$, равном, например, 4) каждая фаза имеет одну параллельную ветвь, а по соседним катушечным группам частей обмотки протекают токи в одном направлении (рис. 45-2, *б*). Число выводных концов обмотки от всех трех фаз шесть.

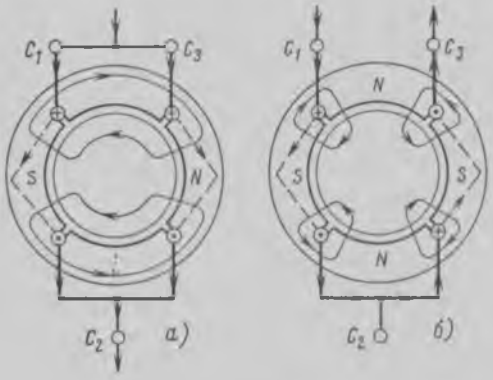


Рис. 45-2. Полюсно-переключаемая обмотка на два и четыре полюса ($2p_1 = 2$; $2p_2 = 4$).

Симметричные обмотки с переключением на три или четыре скорости или даже на две скорости, но с отношением чисел полюсов, отличающимся от 2 : 1 и 3 : 2, имеют значительно большее число выводных концов и требуют более сложной аппаратуры управления. Несмотря на то, что размеры и стоимость многоскоростного двигателя больше размеров и стоимости односкоростного асинхронного двигателя той же максимальной мощности и той же максимальной частоты вращения, регулирование частоты вращения изменением числа пар полюсов обмотки статора достаточно широко распространено. Многоскоростные двигатели выпускаются в СССР серийно в виде модификаций основных исполнений единой серии асинхронных машин.

в) **Регулирование частоты вращения в каскадном соединении двух асинхронных машин.** Каскад из двух асинхронных машин, предложенный независимо Г. Гергесом и К. Штейнметцом, изображен схематически на рис. 45-3. Каскад образуется из двух асинхронных машин *1* и *2* с фазными обмотками на роторах, выполненных с различными числами полюсов $2p_1$ и $2p_2$. Роторы обеих машин укрепляются на общем валу, обмотки роторов соединяются между собой

и выводятся на контактные кольца. С помощью контактора *3* к кольцам может быть подключен пусковой реостат *4*. Контактор *5* служит для включения обмотки статора двигателя *1* в сеть. Переключатель *6* позволяет включить обмотку статора двигателя *2* в сеть или замкнуть ее на пусковой реостат *7*. С помощью схемы по рис. 45-3 можно получить три различные синхронные скорости вращения вала. При включении в сеть двигателя *1* и замкнутом накоротко после пуска реостате *4* вал вращается с синхронной скоростью $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$. При включении в сеть двигателя *2* и замкнутом накоротко после пуска реостате *4* вал вращается с синхронной скоростью $\Omega_2 = 2\pi f_1/p_2$ (имеется в виду, что $M_в = 0$).

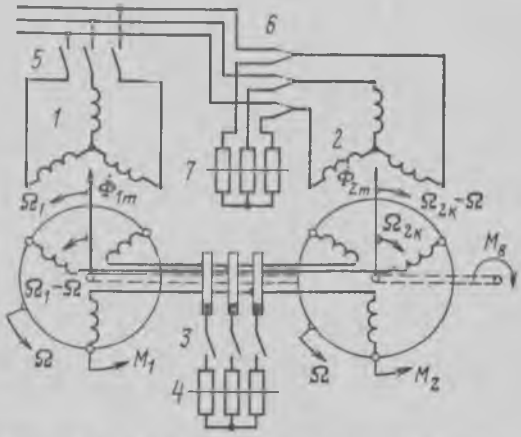


Рис. 45-3. Каскад двух асинхронных машин.

При включении в каскад вал вращается с синхронной скоростью Ω_{12}, отличающейся от Ω_1 и от Ω_2. При каскадном включении обмотка статора двигателя *1* включена в сеть: пусковой реостат *4* отключен; обмотка ротора двигателя *2* питается от обмотки ротора двигателя *1*; обмотка статора двигателя *2*, являющаяся (при включении в каскад) его вторичной обмоткой, замкнута накоротко или на пусковой реостат *7*.

Пусть вал каскада вращается с угловой скоростью Ω. Тогда в роторе *1* двигателя индуктируется ЭДС $E_2 s_1$ частоты $f_2 = s_1 f_1$, где $s_1 = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$ — скольжение первого двигателя; $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$ — угловая скорость поля Φ_1, образованного обмоткой статора *1* двигателя. Под действием ЭДС $E_2 s_1$ появляется ток I_2, который замыкается через обмотку ротора двигателя *2* и образует магнитное поле Φ_2, вращающееся относительно ротора *2* со скоростью $\Omega_{2к} = 2\pi f_2/p_2 = (\Omega_1 - \Omega)\, p_1/p_2$. Поскольку скорость $\Omega_{2к}$ направлена противоположно скорости Ω, поле Φ_2 вращается по отношению к замкнутой накоротко обмотке статора *2* со скоростью $\Omega_{2к} - \Omega = s_2\Omega_{2к}$, где s_2 — скольжение второго двигателя. Рассматривая последнее уравнение совместно с уравнением для $\Omega_{2к}$, найдем скорость вращения вала каскада

$$\Omega = \frac{p_1\Omega_1(1-s_2)}{p_2 + p_1(1-s_2)}.$$

При уменьшении момента $M_в$ скольжение s_2 уменьшается. При $M_в = 0$, когда одновременно становятся равными нулю моменты

M_1 и M_2, скольжение $s_2 = 0$, и вал каскада вращается с синхронной угловой скоростью $\Omega_{12} = \Omega_{(s_2=0)} = \Omega_1 p_1/(p_1 + p_2) = 2\pi f_1/(p_1 + p_2)$. При этом поле Φ_2 делается неподвижным по отношению к статору *2*.

Пренебрегая потерями в двигателях, легко найти, как распределяется между двигателями электромагнитная мощность $P_{эм1} = M_1\Omega_1$, передаваемая через зазор от статора к ротору первого двигателя [в этом случае $s_2 = 0$, $\Omega = \Omega_{12}$ и $s_1 = (\Omega_1 - \Omega_{12})/\Omega_1$]. Непосредственно в механическую мощность, развиваемую первым двигателем, преобразуется мощность $P_{мех1} = M_1\Omega \approx M_1\Omega_{12} = P_{эм1}\Omega_{12}/\Omega_1$. Остальная мощность, пропорциональная скольжению двигателя *1* и равная $P_{эм1} - P_{мех1} \approx M_1(\Omega_1 - \Omega_{12}) \approx s_1 P_{эм1}$, передается электрическим путем ротору двигателя *2* и преобразуется в нем в механическую мощность $P_{мех2} \approx M_2\Omega_{12} = s_1 P_{эм1}$.

Вращающий момент каскада $M = M_1 + M_2$, где $M_1 = P_{эм1}/\Omega_1$; $M_2 = M_1 s_1/(1 - s_1)$. Так как при включении в каскад из сети потребляется реактивная мощность, необходимая для намагничивания обоих двигателей, $\cos\varphi$ каскада получается пониженным. Кроме того, последовательное включение обмоток машин приводит к удвоению сопротивления короткого замыкания каскада и к снижению его максимального момента.

45-5. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МОЩНОСТИ СКОЛЬЖЕНИЯ

Для двигателя с короткозамкнутой обмоткой на роторе применяются только способы регулирования, связанные с изменением амплитуды или симметрии напряжения U_1 (п. «а» и «б»); для двигателей с фазной обмоткой на роторе оказывается также возможным регулирование частоты вращения путем введения дополнительных сопротивлений в обмотку ротора (п. «в»). Регулирование частоты вращения за счет изменения скольжения в случаях, когда мощность скольжения $sP_{эм}$ не преобразуется в механическую мощность и выделяется в виде теплоты в цепи обмотки ротора, сопровождается существенным уменьшением КПД. При достаточно больших скольжениях потери $sP_{эм}$ преобладают над другими потерями в двигателе, и КПД

$$\eta = \frac{P_{мех}}{P_1} \approx \frac{P_{эм} - sP_{эм}}{P_{эм}} = 1 - s.$$

а) **Регулирование частоты вращения изменением напряжения U_1.** Момент асинхронного двигателя пропорционален U_1^2: $M \sim U_1^2$ (см. § 43-3). Поэтому при изменении напряжения U_1 механическая характеристика двигателя изменяется, что при сохранении характеристики нагрузки $M_н = f(s)$ приводит к изменению скольжения. При постоянстве момента нагрузки, т. е. при $M_н = \text{const}$, скольжение изменяется примерно обратно пропорционально квадрату напряжения $s \sim 1/U_1^2$ (рис. 45-4); напряжениям $U_{1н}$, $0{,}85\,U_{1н}$ и $0{,}7U_{1н}$ соответствуют скольжения s_1, s_2 и s_3.

Недостатки регулирования частоты вращения изменением напряжения U_1: снижение перегрузочной способности двигателя; узкий диапазон изменения частоты вращения от $s = 0$ до $s = s_m$; увеличение потерь в обмотке ротора $P_{э2} = sP_{эм} = sM\Omega_1$. Регулирование частоты вращения изменением напряжения применяется в основном для двигателей малой мощности с повышенным критическим скольжением s_m.

б) **Регулирование частоты вращения искажением симметрии первичного напряжения.** При питании обмотки статора несимметричным напряжением магнитное поле в двигателе может быть представлено в виде суммы двух полей, вращающихся с одинаковой частотой

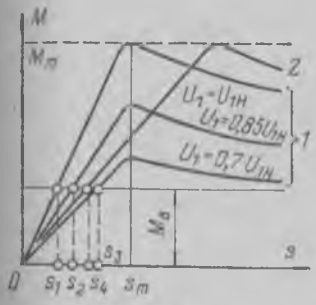


Рис. 45-4.

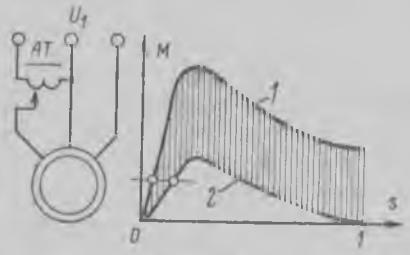


Рис. 45-5.

Рис. 45-4. Механические характеристики при регулировании частоты вращения ротора.

1 — при различных напряжениях U_1; *2* — при введении в цепь обмотки ротора дополнительного активного сопротивления.

Рис. 45-5. Регулирование частоты вращения трехфазного асинхронного двигателя за счет искажения симметрии напряжений статора.

1 — механическая характеристика двигателя при симметричном питании; *2* — то же при однофазном питании.

в противоположные стороны и имеющих в общем случае различные амплитуды. Суммарный момент двигателя определяется разностью моментов, обусловленных прямым и обратным полями. Механические характеристики трехфазного двигателя при несимметричном питании располагаются в области между нормальной характеристикой при симметричном питании и характеристикой при однофазном включении (рис. 45-5). Изменение соотношения между напряжениями прямой и обратной последовательности приводит к изменению механической характеристики, а следовательно, и скольжения двигателя.

в) **Регулирование частоты вращения изменением активного сопротивления цепи обмотки ротора.** При увеличении активного сопротивления цепи обмотки ротора R_2 механическая характеристика изменяется: критическое скольжение s_m возрастает (см. § 43-3). Максимальный момент M_m при этом не меняется и, следовательно, характеристика становится более мягкой. На рис. 45-4 показано,

как при введении в цепь обмотки ротора дополнительного сопротивления R_Δ изменяется механическая характеристика (кривая 2), что, например, при постоянном моменте $M = \text{const}$ приводит к увеличению скольжения от s_1 до s_4. При регулировании частоты вращения этим способом потери в цепи обмотки ротора $sP_{эм}$ распределяются между самим двигателем и регулировочным реостатом пропорционально их сопротивлениям и при больших скольжениях, когда $R_2 \approx R_\Delta$, выделяются в основном в реостате (в реостате выделяется мощность $sP_{эм}R_\Delta/R_2$). Если регулирование производится при $M = \text{const}$ и $I_2 = \text{const}$, то потери в самой обмотке ротора двигателя остаются постоянными.

45-6. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОЩНОСТИ СКОЛЬЖЕНИЯ

При регулировании частоты вращения этим способом через контактные кольца в цепь обмотки ротора вводится дополнительная ЭДС E_Δ такой же частоты $f_2 = sf_1$, что и частота ЭДС вращения sE_2 в роторе двигателя. Источником ЭДС E_Δ может быть либо электромашинный, либо вентильный преобразователь частоты (см. § 68-4). В общем случае ЭДС $\dot{E}_\Delta$ может быть произвольным образом ориентирована относительно ЭДС $\dot{E}_2$, и ее можно представить в виде суммы двух составляющих $\dot{E}_\Delta = \dot{E}'_\Delta + \dot{E}''_\Delta = k'_\Delta \dot{E}_2 + jk''_\Delta \dot{E}_2$. Модули комплексных коэффициентов k'_Δ и jk''_Δ представляют собой относительные значения ЭДС E'_Δ и E''_Δ; аргументы этих коэффициентов определяют фазу ЭДС E'_Δ и E''_Δ по отношению к ЭДС $\dot{E}_2$. Введение в цепь ротора ЭДС $\dot{E}_\Delta = \dot{E}'_\Delta = k'_\Delta \dot{E}_2$, находящейся при $k'_\Delta > 0$ в фазе и при $k'_\Delta < 0$ в противофазе с ЭДС $\dot{E}_2$, позволяет экономично (без больших потерь) и плавно регулировать частоту вращения ротора в широких пределах в обе стороны от синхронной частоты вращения. Предположим, что до введения в ротор ЭДС $\dot{E}_\Delta$ скольжение было $s_1 > 0$, в обмотке ротора индуктировалась ЭДС $s_1\dot{E}_2$ (рис. 45-6, *а*). Допуская для упрощения выкладок, что скольжения малы и $R_2 > sX_2$, можно считать

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (sX_2)^2} \approx R_2; \quad \operatorname{tg}\beta_2 = \frac{sX_2}{R_2} \approx 0; \quad \cos\beta_2 = 1;$$

$$I_2 = \frac{s_1 E_2}{Z_2} = \frac{s_1 E_2}{R_2}$$

и выразить электромагнитный момент в исходном режиме по (42-9)

$$M_1 = \frac{pm_2 w_2 k_{02} \Phi_m}{\sqrt{2}} I_2 \cos\beta_2 = C_м \Phi_m \frac{s_1 E_2}{R_2} = C_м \Phi_m I_2 = M_в.$$

После введения дополнительной ЭДС $\dot{E}_\Delta$ электромагнитный момент выражается через результирующую ЭДС $s_2\dot{E}_2 + \Delta\dot{E} = \dot{E}_2 (s_2 + k'_\Delta)$ по формуле $M_2 = C_м \Phi_m \frac{E_2 (s_2 + k'_\Delta)}{R_2} = C_м \Phi_m I_2$, и, если вращающий момент нагрузки $M_в$ остается прежним, сохраняется и

электромагнитный момент $M_2 = M_1 = M_в$. При этом одновременно сохраняется ток I_2 и устанавливается новый режим со скольжением $s_2 = s_1 - k'_Δ$. Если $s_1 > k'_Δ > 0$, то новое скольжение $0 < s_2 < s_1$; при $k'_Δ > s_1 > 0$ скольжение делается отрицательным $s_2 < 0$ (рис. 45-6, *б*). Наоборот, при $k'_Δ < 0$ скольжение увеличивается: $s_2 > s_1 > 0$ (рис. 45-6, *в*).

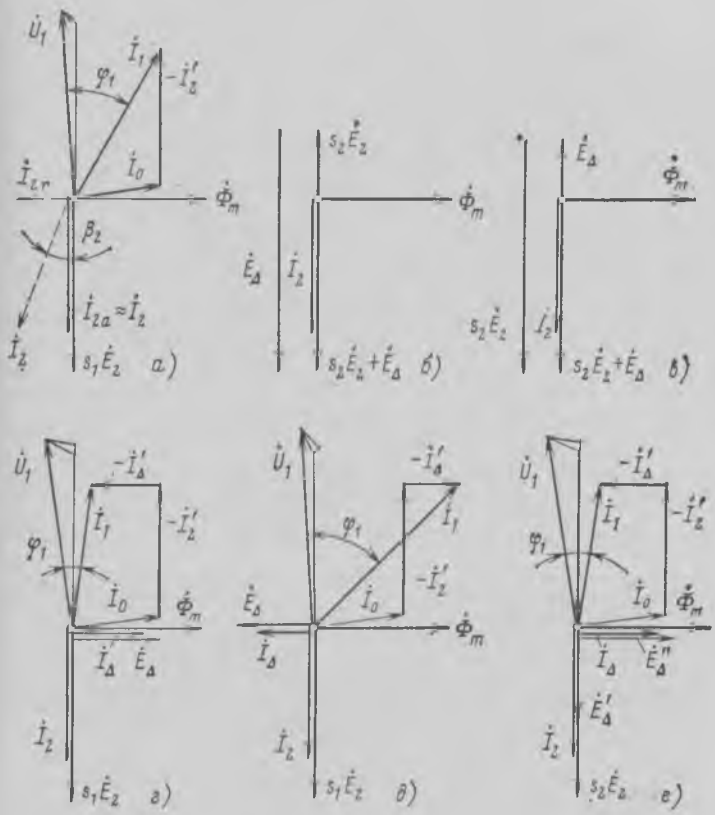


Рис. 45-6. Влияние дополнительной ЭДС в цепи ротора на скольжение и реактивные составляющие токов.

Введение в цепь ротора ЭДС $\dot{E}_Δ = \dot{E}''_Δ = jk''_Δ\dot{E}_2$, повернутой на угол $\pm\pi/2$ относительно ЭДС $\dot{E}_2$, приводит к появлению дополнительного реактивного тока, который может быть найден при тех же допущениях:

$$\dot{I}_Δ \approx \frac{\dot{E}_Δ}{R_2} = jk''_Δ \frac{\dot{E}_2}{R_2}.$$

При $k''_Δ > 0$ ток $\dot{I}_Δ$ опережает ЭДС $\dot{E}_2$ на $\pi/2$ и принимает участие в образовании магнитного потока Φ, создавая часть намагничивающего тока $\dot{I}_0$. Это приводит к уменьшению реактивной составляющей тока $\dot{I}_1$ и угла φ_1 (рис. 45-6, *г*). Наоборот, при $k''_Δ < 0$ ток $\dot{I}_Δ$

отстает от ЭДС $\dot{E}_2$, что приводит к увеличению реактивной составляющей тока $\dot{I}_1$ и угла φ_1 (рис. 45-6, *д*). Если при $k''_\Delta > 0$ ток $I'_\Delta = I_0$, то вращающееся поле полностью создается током $\dot{I}_\Delta$, протекающим по обмотке ротора, и намагничивающий ток в обмотке статора исчезает. Отметим, что реактивная мощность, требуемая для создания поля со стороны ротора, $P_{2r} = m_1 I'_\Delta E'_2 s = m_1 I_0 E_1 s$ при $s < 1$ меньше реактивной мощности, требуемой для создания поля со стороны статора, $P_{2r} < P_{1r} = m_1 I_0 E_1$. Поэтому для возбуждения машины со стороны ротора требуются менее мощные источники реактивной мощности, чем для возбуждения со стороны статора.

Если ЭДС $\dot{E}_\Delta$ содержит обе составляющие $\dot{E}'_\Delta = k'_\Delta \dot{E}_2$ и $\dot{E}''_\Delta = jk''_\Delta \dot{E}_2$, действие этих составляющих при принятых допущениях проявляется независимо: составляющая $\dot{E}'_\Delta$ при постоянном моменте изменяет скольжение, составляющая $\dot{E}''_\Delta$ изменяет угол φ_1. На рис. 45-6, *е* показана диаграмма при введении такой ЭДС $\dot{E}_\Delta$ для случая $s_1 > k'_\Delta > 0$ и $k''_\Delta > 0$.

Если введение ЭДС сопровождается значительным изменением частоты вращения и допущение $R_2 \gg sX_2$ не может быть принято, то ток ротора в исходном режиме и его активная и реактивная составляющие по отношению к ЭДС равны:

$$\dot{I}_{21} = \frac{\dot{E}_2 s_1}{R_2 + jX_2 s_1}; \qquad \dot{I}_{21a} = \frac{\dot{E}_2 s_1 R_2}{R_2^2 + s_1^2 X_2^2};$$
$$\dot{I}_{21r} = -\frac{j\dot{E}_2 s_1^2 X_2}{R_2^2 + s_1^2 X_2^2}.$$

Те же величины после введения дополнительной ЭДС $\dot{E}_\Delta = \dot{E}_2 (k'_\Delta + jk''_\Delta)$ равны:

$$\dot{I}_{22} = \dot{E}_2 [(s_2 + k'_\Delta) + jk''_\Delta]/(R_2 + jX_2 s_2);$$
$$\dot{I}_{22a} = \dot{E}_2 [(s_2 + k'_\Delta) R_2 + k''_\Delta X_2 s_2]/(R_2^2 + s_2^2 X_2^2);$$
$$\dot{I}_{22r} = j\dot{E}_2 [k''_\Delta R_2 - (s + k'_\Delta) X_2 s_2]/(R_2^2 + s_2^2 X_2^2).$$

Предполагая, так же как при приближенном анализе, что внешний момент $M_п$ и электромагнитные моменты сохраняются: $M_п = M_1 = C_м \Phi_m I_{21a} = -M_2 = C_м \Phi_m I_{22a}$, видим, что при этом остаются без изменения активные составляющие тока $I_{21a} = I_{22a}$. Выражая токи через скольжения s_1 и s_2 и решая полученное уравнение $a_\Delta s_2^2 - b_\Delta s_2 + c_\Delta = 0$, получаем:

$$s_2 = \frac{+b_\Delta \pm \sqrt{b_\Delta^2 - 4a_\Delta c_\Delta}}{2a_\Delta},$$

где

$$a_\Delta = s_1 \operatorname{tg}^2 \beta_2; \quad \operatorname{tg} \beta_2 = X_2/R_2; \quad b_\Delta = (1 + k''_\Delta \operatorname{tg} \beta_2)(1 + s_1^2 \operatorname{tg}^2 \beta_2);$$
$$c_\Delta = s_1 - k'_\Delta (1 + s_1^2 \operatorname{tg}^2 \beta_2).$$

При $X_2 \ll R_2$ и $\operatorname{tg} \beta_2 = 0$, когда $a_\Delta = 0$; $b_\Delta = 1$; $c_\Delta = s_1 - k'_\Delta$, формула для скольжения s_2 совпадает с приближенной формулой.

В общем случае скольжение s_2 зависит не только от активной составляющей дополнительной э. д. с. $\dot{E}'_{\Delta} = k'_{\Delta}\dot{E}_2$, но и от ее реактивной составляющей $\dot{E}''_{\Delta} = jk''_{\Delta}\dot{E}_2$ (правда, от последней в меньшей мере). Появляющаяся дополнительная реактивная составляющая тока $\dot{I}_{\Delta} = \dot{I}_{22r} - \dot{I}_{21r}$ также в конечном счете зависит от обеих составляющих $\dot{E}''_{\Delta}$ и $\dot{E}'_{\Delta}$ (правда, от последней в меньшей мере).

ГЛАВА СОРОК ШЕСТАЯ

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ МАШИН

46-1. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ НЕСИММЕТРИИ ПЕРВИЧНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Несимметричным называется режим работы, в котором токи в фазах статора или ротора асинхронной машины неодинаковы. При симметричных многофазных обмотках на статоре и роторе различие в токах появляется или из-за несимметрии первичных напряжений в сети, от которой питается машина, или из-за несимметрии сопротивлений, на которые замкнута обмотка ротора. Рассмотрим сначала работу асинхронной машины при несимметрии первичных напряжений, применяя для анализа метод симметричных составляющих.

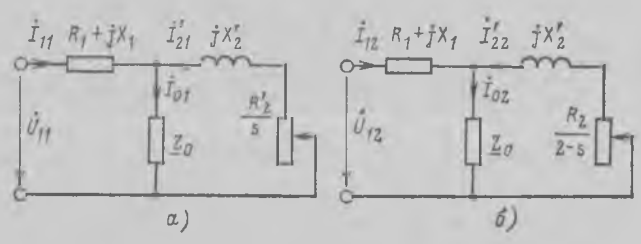


Рис. 46-1. Схема замещения асинхронной машины для напряжений прямой (*а*) и обратной (*б*) последовательностей.

Если нулевые точки обмотки статора, соединенные в звезду, изолированы, то составляющие нулевой последовательности в токах и напряжениях не возникают и система несимметричных первичных напряжений ($\dot{U}_{A1}$, $\dot{U}_{B1}$, $\dot{U}_{C1}$) может быть представлена как сумма составляющих прямой ($\dot{U}_{A11}$, $\dot{U}_{B11}$, $\dot{U}_{C11}$) и обратной ($\dot{U}_{A12}$, $\dot{U}_{B12}$, $\dot{U}_{C12}$) последовательностей, причем

$$\dot{U}_{A11} = \dot{U}_{11} = (\dot{U}_{A1} + \dot{U}_{B1}\underline{a} + \dot{U}_{C1}\underline{a}^2)/3;$$

$$\dot{U}_{A12} = \dot{U}_{12} = (\dot{U}_{A1} + \dot{U}_{B1}\underline{a}^2 + \dot{U}_{C1}\underline{a})/3, \quad \text{где} \quad \underline{a} = e^{j2\pi/3}.$$

Тогда токи в обмотке статора машины можно представить как сумму токов прямой ($\dot{I}_{A11} = \dot{I}_{11}, \dot{I}_{B11}, \dot{I}_{C11}$) и обратной ($\dot{I}_{A12} = \dot{I}_{12}, \dot{I}_{B12}, \dot{I}_{C12}$) последовательностей, обусловленных соответственно симметричными системами напряжений прямой и обратной последовательностей.

Ток прямой последовательности $\dot{I}_{11}$ в главной фазе статора (фазе A) может быть найден с помощью обычной схемы замещения асинхронной машины (см. § 42-4), которая еще раз повторена на рис. 46-1, *а* с обозначениями, принятыми для величин прямой последовательности. Скольжение ротора относительно поля прямой

последовательности

$$s_1 = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1,$$

где Ω_1 — угловая скорость поля прямой последовательности;

Ω — угловая скорость ротора.

Поэтому ток прямой последовательности $\dot{I}_{11} = \dot{U}_{11}/Z_{11}$, где $Z_{11} = (R_1 + jX_1) + (Z_0^{-1} + Z_{21}^{-1})^{-1}$ — сопротивление фазы обмотки статора для токов прямой последовательности (рис. 46-1, *а*); $Z_{21} = R_2'/s + jX_2'$ — сопротивление эквивалентного неподвижного ротора для токов прямой последовательности.

При определении тока обратной последовательности I_{12} в главной фазе статора используется схема замещения, показанная на рис. 46-1, *б*, отличающаяся от схемы замещения для тока прямой последовательности только тем, что в нее должно быть введено скольжение ротора по отношению к полю обратной последовательности $s_2 = (-\Omega_1 - \Omega)/(-\Omega_1) = 2 - s$, где $(-\Omega_1)$ — угловая скорость поля обратной последовательности; $\Omega = \Omega_1 (1 - s)$ — угловая скорость ротора, выраженная через скольжение относительно прямого поля. Поэтому ток обратной последовательности $\dot{I}_{12} = \dot{U}_{12}/Z_{12}$, где $Z_{12} = (R_1 + jX_1) + (Z_0^{-1} + Z_{22}^{-1})^{-1}$ — сопротивление фазы обмотки статора для токов обратной последовательности (рис. 46-1, *б*); $Z_{22} = R_2'/(2 - s) + jX_2'$ — сопротивление эквивалентного неподвижного ротора для токов обратной последовательности.

При расчете сопротивлений R_2' и X_2' для токов обратной последовательности в роторе нужно считаться с тем, что частота этих токов $f_{22} = (2 - s) f_1$ во много раз больше частоты токов прямой последовательности в роторе $f_{21} = sf_1$, и учитывать влияние вытеснения токов в проводах обмотки ротора (§ 44-3).

С помощью схем замещения рис. 46-1 можно рассчитать токи прямой и обратной последовательностей $\dot{I}_{11}$ и $\dot{I}_{12}$ в фазе A и найти полные токи в каждой из фаз статора:

$$\dot{I}_{A1} = \dot{I}_{11} + \dot{I}_{12};$$
$$\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{11}\underline{a}^2 + \dot{I}_{12}\underline{a};$$
$$\dot{I}_{C1} = \dot{I}_{11}\underline{a} + \dot{I}_{12}\underline{a}^2.$$

Искажение симметрии токов связано с добавлением тока обратной последовательности. О степени искажения симметрии токов можно судить по величине отношения I_{12}/I_{11}. При малой несимметрии напряжений, когда $\frac{U_{12}}{U_{11}} \ll 1$, при номинальном напряжении прямой последовательности $U_{11} = U_{1н}$ и при малом скольжении $|s| \ll 1$, которое характерно для номинального двигательного или генераторного режима работы, искажение симметрии токов I_{12}/I_{11} легко выражается через искажение симметрии напряжений U_{12}/U_{11}. В этих условиях машина работает в тормозном режиме по отношению к полю обратной последовательности, так как скольжение ротора по отношению к этому полю $s_2 = 2 - s \approx 2$ и лежит в диапазоне $1 < s_2 < 2$. При $s_2 \approx 2$ схема замещения для токов обратной последовательности по рис. 46-1, *б* может быть упрощена таким же образом, как в режиме короткого замыкания, когда $s = 1$. Поскольку $|R_2'/2 + jX_2'| \ll |Z_0|$, составляющие полного сопротивления схемы $Z_{12} = R_{12} + jX_{12}$ для тока обратной последовательности

$$X_{12} \approx X_1 + X_2' \approx X_к;$$
$$R_{12} = R_1 + R_2'/s < R_к \ll X_к.$$

С учетом этих замечаний ток обратной последовательности при $s \approx 2$ равен:

$$I_{12} = U_{12}/\sqrt{R_{12}^2 + X_{12}^2} \approx U_{12}/X_к.$$

В силу малости сопротивлений $X_{12} \approx X_к$ ток I_{12} может быть весьма велик даже при сравнительно небольшом напряжении обратной последовательности U_{12}.

Вследствие того, что сопротивления для токов прямой последовательности существенно больше сопротивлений для токов обратной последовательности $|Z_{11}| > |Z_{12}|$, искажение симметрии токов I_{12}/I_{11} во много раз превосходит искажение симметрии напряжений U_{12}/U_{11}. Например, в номинальном режиме для величин прямой последовательности, т. е. при $s = s_н$, $U_{11} = U_{1н}$, $I_{11} = I_{1н} = U_{1н}/|Z_{11н}|$, искажение симметрии токов

$$\frac{I_{12}}{I_{11}} = \frac{U_{12}}{|Z_{12}|}\frac{|Z_{11н}|}{U_{11}} \approx \frac{U_{12}|Z_{11н}|}{U_{11}X_к} = \frac{U_{12}}{U_{11}X_{*к}},$$

где $X_{*к} = X_к|Z_{11н}| = X_к I_{1н}/U_{1н}$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания в относительных единицах. Таким образом, искажение симметрии токов примерно в $1/X_к$ раз превосходит искажение симметрии напряжений (при обычно встречающемся значении $X_{*к} = 0{,}2$ — примерно в 5 раз).

В связи с этим предъявляются весьма высокие требования по отношению к симметрии напряжений в сетях, питающих асинхронные машины. Если, исходя из условий нагрева наиболее перегруженной фазы, допустить искажение тока $I_{12}/I_{11} = 0{,}2$ (при этом ток в одной из фаз может быть в относительных единицах 1,2, а потери 1,44), то допустимое искажение напряжений составит всего

$$\frac{U_{12}}{U_{11}} = \left(\frac{I_{12}}{I_{11}}\right) X_{*к} = 0{,}2 \cdot 0{,}2 = 0{,}04.$$

Вращающий момент M при искажении симметрии напряжений складывается из момента M_1, связанного с напряжением прямой последовательности, и момента M_2, связанного с напряжением обратной последовательности:

$$M = M_1 + M_2,$$

где

$$M_1 = \frac{m_1 U_{11}^2 R_2'}{s\Omega_1\left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_к^2\right]}; \quad M_2 = \frac{m_1 U_{12}^2 R_2'}{(s-2)\Omega_1\left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{2-s}\right)^2 + X_к^2\right]}.$$

В двигательном режиме, когда $0 < s < 1$, моменты $M_1 > 0$ и $M_2 < 0$. Чтобы сохранить тот же результирующий момент при несимметрии напряжений, требуется увеличить момент M_1 на момент M_2, что приводит к возрастанию скольжения s $\left(\text{примерно в } \frac{M_1}{M_1 - |M_2|} \text{ раз}\right)$, дополнительному увеличению потерь и нагреву машины, а также ухудшению КПД.

46-2. РАБОТА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ НЕСИММЕТРИИ СОПРОТИВЛЕНИЙ В ФАЗАХ ОБМОТКИ РОТОРА

Несимметрия сопротивлений в фазах симметричной обмотки ротора встречается в различных эксплуатационных режимах. В асинхронных двигателях с контактными кольцами на роторе несимметрия может быть связана с различием в сопротивлениях пускового реостата. В асинхронных двигателях с короткозамкнутым ротором к несимметрии могут приводить технологические дефекты в изготовлении алюминиевой короткозамкнутой обмотки, например уменьшение сечения отдельных ее стержней вследствие недоброкачественной заливки или их полный обрыв.

В наиболее резкой форме эффекты, связанные с несимметрией ротора, проявляются при обрыве одной из фаз (например, фазы c) трехфазной обмотки ротора, соединенной в звезду. В этом случае оставшиеся фазы (фазы a и b), по которым протекает общий ток $\dot{I}_{a2} = -\dot{I}_{b2}$, образуют по существу однофазную обмотку (рис. 46-2, a).

Ток $\dot{I}_{a2}$ в этой обмотке образует пульсирующую МДС $\dot{F}_2$. Ось этой МДС ориентирована по отношению к обмотке, как показано на рисунке, и вращается

с угловой скоростью ротора $\omega = \omega_1 (1 - s)$. Частота пульсации МДС F_2 совпадает с частотой тока I_{c2} и равна $f_2 = sf_1$, где f_1 — частота сети, к которой присоединена обмотка статора.

Для анализа возникающих при обрыве фазы c явлений применим метод симметричных составляющих. Так как нулевая точка обмотки ротора не выведена, ток нулевой последовательности отсутствует: $I_{20} = 0$. По оборванной фазе (фазе c) ток не протекает: $I_{c2} = I_{c21} + I_{c22} = 0$, следовательно, токи прямой и обратной последовательностей в этой фазе одинаковы, но противоположны по направлению, т. е. $I_{c21} = -I_{c22}$, где $I_{c21} = I_{21}$ — ток прямой последовательности в трехфазной обмотке ротора, $I_{c22} = I_{22}$ — ток обратной последовательности в трехфазной обмотке ротора.

Токи в фазах a и b выражаются через токи прямой и обратной последовательностей:

$$I_{a2} = I_{a22} + I_{a21} = +\underline{a}I_{22} + \underline{a}^2 I_{21} = I_{21}\sqrt{3}e^{-j\pi/2},$$

$$I_{b2} = I_{b22} + I_{b21} = \underline{a}^2 I_{22} + \underline{a}I_{21} = -I_{21}\sqrt{3}e^{-j\pi/2},$$

как видно, они одинаковы, но противоположны по направлению (за положительное направление тока принимается направление от конца к началу фазы): $I_2 = I_{a2} = -I_{b2}$.

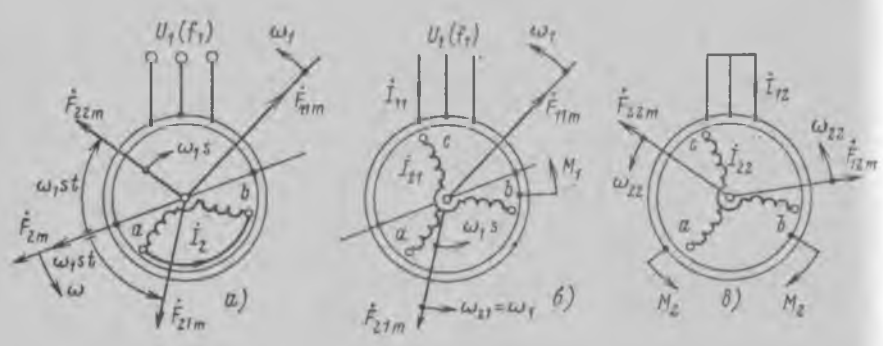


Рис. 46-2. Диаграммы МДС при обрыве фазы ротора.

а — пульсирующая МДС ротора и ее разложение на прямую и обратную волны МДС; *б* — МДС статора и ротора, образующие поле прямой последовательности; *в* — МДС статора и ротора, образующие поле обратной последовательности.

Пульсирующую МДС ротора $\dot{F}_2$ можно представить в виде суммы двух вращающихся МДС: F_{21m} от токов прямой последовательности I_{21}, перемещающейся относительно ротора с угловой скоростью $\omega_1 s$ в сторону его вращения, и F_{22m} от токов обратной последовательности, перемещающейся относительно ротора со скоростью $\omega_1 s$ в сторону, противоположную его вращению.

Магнитное поле в машине можно рассматривать как сумму полей, связанных соответственно с токами прямой и обратной последовательностей в роторе. Синхронное магнитное поле, вращающееся с синхронной скоростью ω_1, образуется совместным действием двух МДС: МДС статора F_{11m} от токов в статоре I_{11}, имеющих частоту сети f_1, и МДС F_{21m} от токов прямой последовательности в роторе, которая вращается относительно статора со скоростью $\omega_{21} = \omega + \omega_1 s = \omega_1$.

Образование синхронного поля показано на рис. 46-2, *б*. Суммарная МДС $F_{11m} + F_{21m}$ при любых скольжениях получается такой, что образуется поток, соответствующий напряжению сети U_1. В результате взаимодействия этого поля с токами I_{21} на ротор действует электромагнитный момент M_1, направленный при $s > 0$ (в режиме двигателя) в сторону вращения ротора. Магнитодвижущая сила ро-

тора $\dot{F}_{22m}$ от токов I_{22} вращается относительно статора с угловой скоростью $\omega_{22} = \omega - \omega_1 s = (1 - 2s)\,\omega_1$ (скорости относительно статора показаны на рис. 46-2 на фоне статора, относительно ротора — на фоне ротора).

Поле от этой МДС индуктирует в обмотке статора ЭДС частоты $f_{22} = \omega_{22}/2\pi = f_1\,(1 - 2s)$, по отношению к которым обмотка статора может считаться замкнутой на бесконечно малые сопротивления сети. Поэтому под действием токов I_{22} в обмотке ротора, которая для этих токов является первичной, в обмотке статора, как во вторичной обмотке, замкнутой на сеть, появятся токи I_{12} частоты f_{22}. Эти токи образуют МДС $\dot{F}_{12m}$, которая примет участие в образовании магнитного поля, вращающегося с угловой скоростью ω_{22}.

Образование обратного поля, вращающегося с угловой скоростью ω_{22}, показано на рис. 46-2, *в*. В результате взаимодействия этого поля с токами I_{12} на статор действует момент M_2, направленный в сторону вращения $\dot{F}_{22m}$; на ротор действует момент M_2, направленный в противоположную сторону.

В зависимости от скольжения влияние момента M_2 может проявляться по-разному. При $1 \geqslant s > 0{,}5$ МДС F_{22m} вращается в отрицательном направлении ($\omega_{22} < 0$) и момент M_2 действует на ротор в сторону вращения так же, как момент M_1. При $0{,}5 > s > 0$ МДС F_{22m} вращается в положительном направлении ($\omega_{22} > 0$) и момент M_2 действует на ротор в сторону, противоположную вращению. При $s = 0{,}5$ МДС F_{22m} неподвижна по отношению к статору. Скольжение обмотки статора по отношению к этой МДС становится равным нулю и токи I_{12} в обмотке статора исчезают ($I_{12} = 0$). Этот режим может рассматриваться как идеальный холостой ход для токов обратной последовательности ротора I_{22}. Из-за отсутствия реакции со стороны обмотки статора токи I_{22} совпадают с намагничивающим током I_{220}, необходимым для образования обратного магнитного поля, и приобретают минимально возможное значение. Одновременно такими же малыми делаются при $s = 0{,}5$ и токи прямой последовательности, равные токам обратной последовательности $I_{21} = I_{22} = I_{220}$.

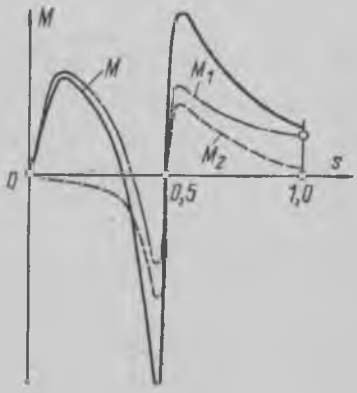


Рис. 46-3. Механическая характеристика асинхронного двигателя при обрыве фазы ротора.

При $s = 0$ наблюдается режим холостого хода для синхронного поля и токов статора I_{11}, ротор делается неподвижным по отношению к синхронному полю, токи в нем не индуктируются: $I_{21} = I_{22} = 0$ и $I_{11} = I_{110}$.

Отмеченные уменьшения токов I_{21} и I_{22} при $s = 0$ и $s = 0{,}5$ приводят к соответствующим уменьшениям моментов M_1 и M_2 и результирующего электромагнитного момента $M = M_1 + M_2$ при этих скольжениях. Как видно из рис. 46-3, при скольжении $s = 0{,}5$, т. е. угловой скорости, равной половине синхронной, $\omega = \omega_1\,(1 - s) = 0{,}5\,\omega_1$, результирующий момент может сделаться отрицательным. Поэтому во время пуска двигателя с оборванной фазой ротора разгон прекращается после достижения половины синхронной скорости. При обрыве фазы ротора в режиме нагрузки резко ухудшаются $\cos\varphi$, КПД, увеличиваются токи статора и ротора и длительная работа оказывается обычно возможной только при внешнем моменте менее половины номинального $M_н \leqslant 0{,}5\,M_н$.

Обрыв фазы ротора проявляется также в биениях токов статора, которые происходят с частотой $f = f_1 - f_{22} = 2f_1 s$, равной разности частот составляющих тока статора I_{11} и I_{12}.

Искажение механической характеристики при обрыве фазы ротора описано впервые Г. Гергесом и называется эффектом одноосного включения. С увеличением активного сопротивления в фазах ротора искажение механической характеристики уменьшается.

ГЛАВА СОРОК СЕДЬМАЯ

ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

47-1. ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ОДНОФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Двигатели этого типа уступают по своим технико-экономическим показателям трехфазным и применяются в тех случаях, когда можно получить питание только от однофазной сети переменного тока (главным образом, в различных бытовых электроприборах, например, холодильниках, стиральных машинах, вентиляторах, используемых в быту и на мелких предприятиях, размещающихся в жилых домах).

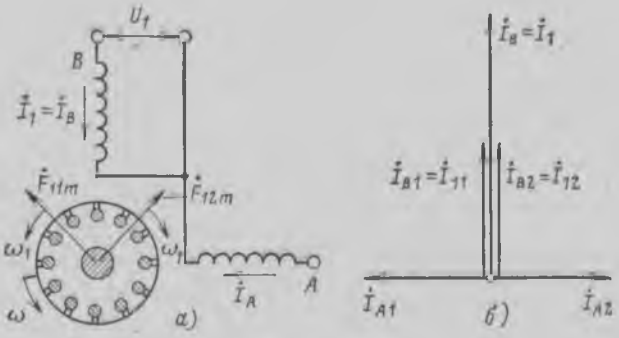


Рис. 47-1. Схема однофазного двигателя, образованного из двухфазного отключением одной из фаз.

Первичная обмотка этого двигателя, располагающаяся в пазах магнитопровода статора, выполняется однофазной. По устройству ротора однофазный двигатель ничем не отличается от трехфазного асинхронного двигателя с вторичной обмоткой в виде беличьей клетки. Первичную обмотку однофазного двигателя можно рассматривать как двухфазную обмотку, в которой отключена одна из фаз, например фаза A (рис. 47-1, *а*). Такая однофазная обмотка образуется из оставшейся фазы B двухфазной обмотки, занимает $^1/_2$ полюсного деления и имеет достаточно большой коэффициент распределения $k_{p1}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}=0{,}9$. Ток однофазной обмотки $i_1=\sqrt{2}I_1\cos\omega_1 t$ создает пульсирующую МДС, которую можно разложить на две вращающиеся волны: прямую $F_{11m}e^{j\omega_1 t}$ и обратную $F_{12m}e^{-j\omega_1 t}$. Их амплитуды равны:

$$F_{11m}=F_{12m}=F_{1m}/2=\frac{\sqrt{2}\,I_1\omega_1 k_{p1}k_{y1}}{\pi p}.$$

Прямая волна МДС вращается с угловой скоростью $\Omega_1=\omega_1/p$ в сторону вращения ротора; обратная — с угловой скоростью $\Omega_2=-\Omega_1$ в противоположную сторону. По отношению к ротору волна

перемещается со скольжением $s_1 = s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$, обратная волна — со скольжением $s_2 = (-\Omega_1 - \Omega)/(-\Omega_1) = 2 - s$. Прямая МДС статора F_{11m} индуктирует в фазах ротора систему токов $\dot{I}_{21}$, которые создают прямую МДС ротора F_{21m}. С учетом демпфирующего действия МДС F_{21} образуется результирующая прямая МДС $F_{01m} = F_{11m} + F_{21m}$ и соответствующее ей по характеристике намагничивания прямое вращающееся поле с индукцией $B_{1m}e^{j(\omega_1 t + \alpha_1)}$. Аналогично обратная МДС статора F_{12m} индуктирует в фазах ротора систему токов $\dot{I}_{22}$, которые создают обратную МДС F_{22}. С учетом демпфирующего действия МДС F_{22m} образуется результирующая обратная МДС $F_{02m} = F_{12m} + F_{22m}$ и соответствующее ей обратное вращающееся поле с индукцией

$$B_{2m}e^{-j(\omega_1 t + \alpha_2)}.$$

Если ротор вращается в сторону прямого поля ($s_1 = s < 1$; $s_2 = 2 - s > 1$), то обратное поле перемещается по отношению к ротору быстрее, чем прямое ($s_2\Omega_1 > s_1\Omega_1$), и демпфируется токами ротора сильнее, чем прямое. В результате преобладает составляющая прямого поля ($F_{01m} > F_{02m}$; $B_{1m} > B_{2m}$) и образуется так называемое эллиптическое вращающееся поле, индукция которого изображается комплексной функцией

$$\bar{B} = B_{1m}e^{j(\omega_1 t + \alpha_1)} + B_{2m}e^{-j(\omega_1 t + \alpha_2)}.$$

Такое название связано с тем, что геометрическое место изображающей комплексной функции B этого поля представляет собой эллипс (рис. 47-2). Большая полуось этого эллипса *1—0* соответствует максимальной амплитуде индукции образующегося поля $B_{max} = B_{1m} + B_{2m}$; малая полуось *2—0* — минимальной амплитуде индукции $B_{min} = B_{1m} - B_{2m}$. Заметим, что при $B_{2m} = 0$ эллиптическое поле становится круговым с амплитудой B_{1m} (эллипс превращается в окружность, показанную пунктиром), а при $B_{1m} = B_{2m}$ — пульсирующим с амплитудой $2B_{2m}$ (эллипс стягивается в отрезок прямой, заключенный между точками *5*, *6*).

Вращающий момент однофазного двигателя M складывается из вращающих моментов прямой и обратной составляющих эллиптического поля $M = M_1 + M_2$. Зависимости этих моментов от скольжения показаны на рис. 47-3. При неподвижном роторе, когда $s = s_2 = 1$, прямое и обратное поля демпфируются токами ротора в одинаковой степени, амплитуды их индукции совпадают, $B_{1m} = B_{2m}$ и образуются одинаковые, но противоположные по направлению моменты $M_2 = -M_1$. Поэтому пусковой момент однофазного двигателя равен нулю и его ротор не может прийти во вращение без специального пускового устройства. Однако если ротор приведен во вращение в ту или иную сторону, то образуется эллиптическое поле и вращающий момент, соответствующий полю, вращающемуся в выбранную сторону, M_1 или M_2, будет преобладать.

Электромеханическая характеристика однофазного двигателя $M = f(s)$ представлена на рис. 47-3. Она состоит из двух равноцен-

ных частей, соответствующих прямому и обратному направлениям вращения. При $s = 1$, $s = 0$ и $s = 2$ момент обращается в нуль; при $s \approx s_m$ и $s \approx 2 - s_m$ момент максимален. Если с помощью пускового устройства ротор приведен во вращение, например, в сторону вращения поля B_{1m} и электромагнитный момент M превосходит внешний момент $M_в$, то после переходного процесса установится режим со скольжением $s_н$, соответствующим точке пересечения характеристик $M = f(s)$ и $M_в = f(s)$.

В установившемся режиме при $s = s_н$ результирующее поле в однофазном двигателе получается, как и в трехфазном двигателе, практически круговым. Однако в однофазном двигателе ослабление обратной составляющей поля достигается за счет демпфирующего

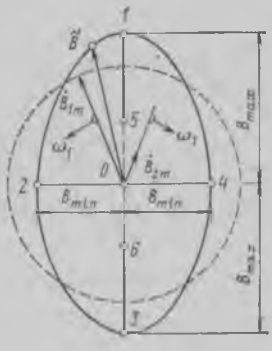


Рис. 47-2. Геометрическое место изображающего комплекса индукции эллиптического поля.

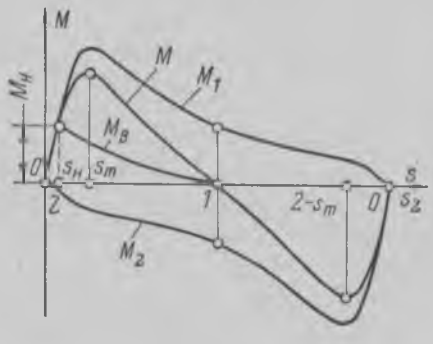


Рис. 47-3. Зависимость вращающего момента однофазного двигателя от скольжения ($R_1' = R_1 = 0{,}05$; $X_1 = X_2' = 0{,}1$; $R_0 = 0$; $X_0 = 3$).

действия токов ротора, что приводит к увеличению потерь и к ухудшению энергетических показателей по сравнению с трехфазным двигателем. Поэтому при одинаковых размерах однофазный двигатель имеет номинальную мощность не более 0,5—0,6 мощности трехфазного и обладает более низкими КПД и $\cos\varphi$.

В случае обрыва одной из фаз цепи статора трехфазного двигателя (например, перегорании плавкого предохранителя в фазе C) из двух оставшихся фаз A и B образуется однофазная обмотка, фазная зона которой занимает $^2/_3$ полюсного деления. При этом трехфазный двигатель переходит в опасный для него однофазный режим. В связи с тем, что при переходе в однофазный режим частота вращения и внешний момент практически не изменяются, остается почти постоянной и механическая мощность двигателя $P_3 = M_3\Omega_3 \approx \approx M_1\Omega_1 = P_1$. Откуда, обращаясь к выражениям для механической мощности ($P_3 = \sqrt{3}U_л I_3 \eta_3 \cos\varphi_3$ в трехфазном режиме и $P_1 = U_л I_1 \eta_1 \cos\varphi_1$ в однофазном режиме), можно заключить, что ток в однофазном режиме увеличивается в $\sqrt{3}\,\eta_3 \cos\varphi_3/(\eta_1 \cos\varphi_1)$ раз, т. е. более чем в $\sqrt{3}$ раз, если иметь в виду снижение КПД и $\cos\varphi_1$

в однофазном режиме. При этом потери в фазе статора увеличиваются более чем в 3 раза, и если двигатель не будет отключен от сети, то в результате перегрева он выйдет из строя.

47-2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ И СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ОДНОФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рассмотрим режим работы однофазного двигателя как несимметричный режим работы двухфазного двигателя, в котором фаза A отключена ($I_A = 0$), а оставшаяся фаза B с током $\dot{I}_B = \dot{I}_1$ образует однофазную обмотку, включенную на напряжение $\dot{U}_1$ (см. рис. 47-1). По аналогии с тем, как это делается применительно к трехфазной обмотке (см. § 46-1), несимметричную систему токов в двухфазной обмотке можно представить в виде суммы токов прямой и обратной последовательностей:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2},$$

где $\dot{I}_{A1} = j\dot{I}_{B1}$; $\dot{I}_{A2} = -j\dot{I}_{B2}$.

Система токов прямой последовательности $\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{11}$ и $\dot{I}_{A1}$ образует прямую МДС F_{11m} и прямое вращающееся поле; система токов обратной последовательности — обратную МДС и обратное вращающееся поле. Решая записанную ранее систему уравнений относительно составляющих токов в фазе B при отключенной фазе A, получаем:

$$\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{11} = (\dot{I}_B - j\dot{I}_A)/2 = \dot{I}_B/2;$$
$$\dot{I}_{B2} = \dot{I}_{12} = (\dot{I}_B + j\dot{I}_A)/2 = \dot{I}_B/2.$$

Диаграмма токов, построенная на основании приведенных соотношений, представлена на рис. 47-1, *б*. Напряжение однофазной обмотки можно представить в виде суммы прямой и обратной составляющих $\dot{U}_1 = \dot{U}_B = \dot{U}_{B1} + \dot{U}_{B2}$.

Выражая напряжения $\dot{U}_{B1}$ и $\dot{U}_{B2}$ через токи и сопротивления соответствующих последовательностей $\dot{U}_{B1} = \dot{U}_{11} = \dot{I}_{11}Z_{11} = \dot{I}_1 Z_{11}/2$ и $\dot{U}_{B2} = \dot{U}_{12} = \dot{I}_{12}Z_{12} = \dot{I}_1 Z_{12}/2$, получаем уравнение напряжений однофазного двигателя

$$\dot{U}_1 = I_1 (Z_{11}/2 + Z_{12}/2).$$

Сопротивления Z_{11} и Z_{12} представляют собой сопротивления фазы двухфазной обмотки для токов прямой и обратной последовательностей, соответствующие схемам замещения по рис. 46-1. Выражения для этих сопротивлений приведены в § 46-1. Для вычисления сопротивлений Z_{11} и Z_{12} можно воспользоваться выражениями, приведенными в § 46-1, помня о том, что здесь сопротивления R'_2 и X'_2 должны пониматься как сопротивления, приведенные к фазе двухфазной обмотки. Поэтому коэффициент приведения сопротивлений в формулах $R'_2 = R_2 k_Z$ и $X'_2 = X_2 k_Z$ по (42-8) включает число фаз первичной двухфазной обмотки $m_1 = 2$.

Согласно уравнению напряжений ток однофазного двигателя может рассматриваться как ток в последовательно включенных сопротивлениях $Z_{11}/2$ и $Z_{12}/2$ под действием напряжения U_1. Поэтому схему замещения однофазного асинхронного двигателя (рис. 47-4) можно образовать из последовательно включенных схем замещения для токов прямой и обратной последовательностей по рис. 46-1, *а*, *б*, разделив сопротивления всех элементов этих схем пополам. Верхняя часть схемы соответствует величинам прямой, а нижняя — обратной последовательности.

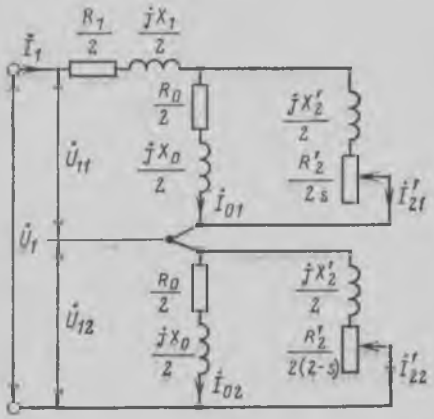


Рис. 47-4. Схема замещения однофазного двигателя.

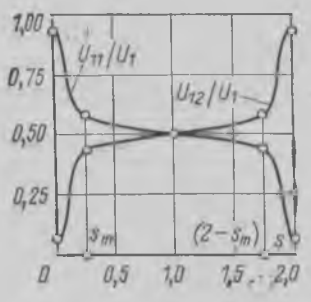


Рис. 47-5. Зависимости напряжений прямой и обратной последовательностей однофазного двигателя от скольжения ($R'_2 = R_1 = 0{,}05$; $X_1 = X'_2 = 0{,}1$; $R_0 = 0$; $X_0 = 3$).

Вращающий момент M однофазного двигателя можно определить в виде суммы моментов M_1 и M_2, связанных соответственно с напряжениями прямой U_{11} и обратной U_{12} последовательностей:

$$M = M_1 + M_2.$$

При этом в формулы для моментов M_1 и M_2 (см. § 46-1) следует вводить число фаз $m_1 = 2$ и составляющие напряжения прямой и обратной последовательностей, рассчитанные с помощью схемы замещения рис. 47-4:

$$\dot{U}_{11} = \dot{U}_1 \left| \frac{Z_{11}}{Z_{11} + Z_{12}} \right|; \quad \dot{U}_{12} = \dot{U}_1 \left| \frac{Z_{12}}{Z_{11} + Z_{12}} \right|.$$

Поскольку при заданном напряжении $U_1 = \text{const}$ напряжения U_{11} и U_{12} изменяются в функции скольжения примерно так, как показано на рис. 47-5, зависимости моментов M_1 и M_2 от скольжения отличаются от зависимостей, полученных при U_{11} или $U_{12} = \text{const}$, и имеют вид характеристик, приведенных на рис. 47-3.

47-3. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПУСКОВОЙ ОБМОТКОЙ

В этих двигателях, кроме рабочей обмотки P, имеется также пусковая обмотка $П$, сдвинутая относительно рабочей обмотки на электрический угол $\pi/2$ (рис. 47-6, *а*). Для упрощения будем считать, что по своим данным пусковая обмотка не отличается от рабочей ($w_п = w_р$, $k_{о.п} = k_{о.р}$). Обмотка $П$ включается в однофазную сеть через фазосмещающее сопротивление $Z_п$, подобранное таким образом, чтобы ток пусковой обмотки $I_п$ опережал ток в рабочей обмотке $I_р$ на возможно больший угол $\psi = \varphi_р - \varphi_п$ (рис. 47-6, *б*). Таким образом, при пуске в ход двигатель превращается в двухфазный.

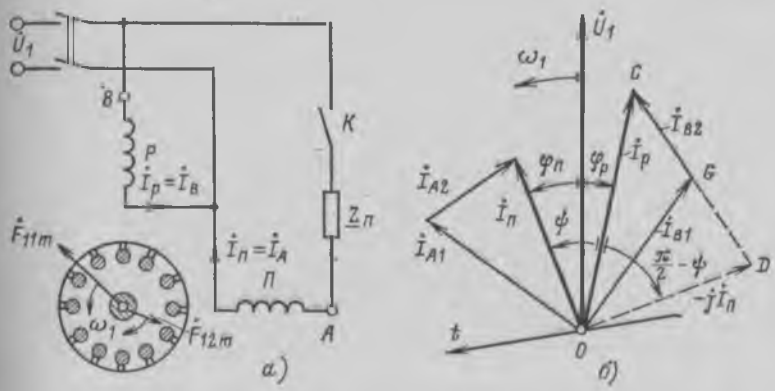


Рис. 47-6. Схема (*а*) и векторная диаграмма (*б*) однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой.

Если за счет емкостного сопротивления $Z_п = -j/\omega C$, подобранного таким образом, что $\varphi_п = \varphi_р - \pi/2$, удается получить симметричную систему токов в фазах ($I_п = I_р$, $\psi = \pi/2$), в двигателе образуется круговое вращающееся поле и появляется наибольший возможный пусковой момент. В случае, когда система токов в фазах несимметрична ($I_п \neq I_р$, $\psi \neq \pi/2$), для анализа процессов при пуске наиболее удобно воспользоваться методом симметричных составляющих. Совместим рабочую обмотку P с фазой B, а пусковую $П$ — с фазой A двухфазного двигателя. Тогда несимметричную систему токов $\dot{I}_р = \dot{I}_B$ и $\dot{I}_п = \dot{I}_A$, показанных на диаграмме рис. 47-6, *б*, можно представить в виде сумм токов прямой и обратной последовательностей:

$$\dot{I}_р = \dot{I}_B = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2}; \quad \dot{I}_п = \dot{I}_A = \dot{I}_{A1} + I_{A2},$$

где

$$\dot{I}_{B1} = (\dot{I}_р - j\dot{I}_п)/2; \quad I_{A1} = j\dot{I}_{B1};$$

$$\dot{I}_{B2} = (\dot{I}_р + j\dot{I}_п)/2; \quad \dot{I}_{A2} = -j\dot{I}_{B2}.$$

Графически ток прямой последовательности $I_{B1} = I_{11}$ может быть найден как медиана OG треугольника OCD или рассчитан по

формуле

$$I_{11} = I_{B1} = (I_р/2)\sqrt{1 + k^2 - 2k\cos(\pi/2 + \psi)};$$

соответственно ток обратной последовательности $I_{B2} = I_{12}$ — как половина стороны CD или рассчитан по формуле

$$I_{12} = I_{B2} = (I_р/2)\sqrt{1 + k^2 - 2k\cos(\pi/2 - \psi)},$$

где $k = I_п/I_р$ — относительный ток пусковой обмотки.

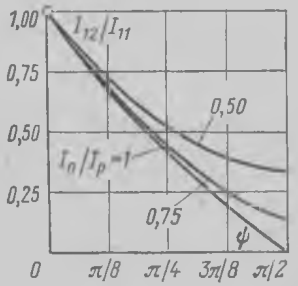


Рис. 47-7. Влияние тока пусковой обмотки и его фазы на ток обратной последовательности (по отношению к току прямой последовательности).

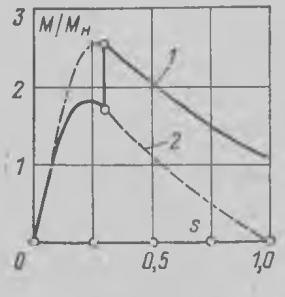


Рис. 47-8. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой.

1 — при включенной пусковой обмотке; *2* — при отключенной пусковой обмотке.

Амплитуды прямой F_{11m} и обратной F_{12m} МДС обмоток статора пропорциональны соответствующим токам ($F_{11m} \sim I_{11}$, $F_{12m} \sim I_{12}$); пространственное положение комплексов этих МДС, показанное на рис. 47-6, *а*, соответствует изображенному на рис. 47-6, *б* положению комплексов токов (по отношению к оси времени t).

Отношение токов I_{12}/I_{11} зависит от угла ψ и относительного тока пусковой обмотки $k = I_п/I_р$. Как видно из рис. 47-7, на котором эти зависимости показаны графически, ток I_{12} обращается в нуль и образуется круговое вращающееся поле только в случае $k = 1$; $I_{11} = I_р = I_п$; $\psi = \pi/2$, что обеспечивается при введении в цепь пусковой обмотки специально подобранного емкостного сопротивления (см. ранее). В остальных случаях, когда в цепь пусковой обмотки вводятся иные емкостные сопротивления $Z_п = -j/(\omega C)$ или активные сопротивления $Z_п = R$, сдвиг пускового тока по фазе $\psi = \varphi_р - \varphi_п < \pi/2$ и его относительная величина $k < 1$. При этом наряду с прямой МДС F_{11m}, образованной токами I_{11}, имеется и обратная МДС F_{12m}, образованная токами $I_{12} < I_{11}$, что приводит к появлению эллиптического поля и уменьшению пускового момента за счет обратной составляющей поля.

Если пусковая обмотка включена на сеть без фазосдвигающего сопротивления ($Z_п = 0$; $\varphi_п = \varphi_р$; $\psi = 0$), то $I_{12} = I_{11}$, поле полу-

чается пульсирующим и пусковой момент отсутствует. Несмотря на то, что наилучшие пусковые условия получаются при включении емкости в пусковую обмотку, такой пуск из-за высокой стоимости конденсаторов применяется сравнительно редко, лишь при необходимости получения большого пускового момента. Чаще всего в качестве фазосмещающего элемента используется активное сопротивление. Причем для уменьшения активного сопротивления $Z_п$, которое требуется включить в цепь пусковой обмотки, эта обмотка выполняется с повышенным активным сопротивлением (за счет уменьшения сечения провода и бифилярной намотки части витков). Пусковую обмотку, включаемую через активное сопротивление, нецелесообразно оставлять присоединенной к сети после завершения пуска, так как это может привести к ее перегреву и к снижению КПД. Поэтому после достижения двигателем определенной частоты вращения пусковая обмотка отключается ключом K (рис. 47-6, *а*). Делается это с помощью центробежного выключателя, реле времени, токового реле или вручную.

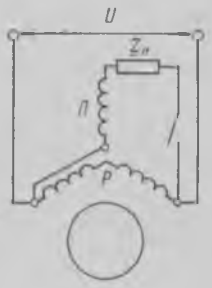


Рис. 47-9. Схема включения трехфазного двигателя для работы от однофазной сети.

Механическая характеристика двигателя с отключаемой пусковой обмоткой показана на рис. 47-8 (отключение пусковой обмотки происходит при скольжении $s = 0{,}3$).

В СССР серийно выпускаются однофазные асинхронные двигатели с пусковым сопротивлением (АОЛБ) и с пусковой емкостью (АОЛГ) мощностью от 18 до 600 Вт. Двигатели АОЛБ применяются в стиральных машинах и холодильниках, центрифугах и во многих других установках, в которых не предъявляются высокие требования к пусковому моменту. Двигатели АОЛГ используются при повышенных требованиях к пусковому моменту.

В качестве однофазного двигателя с пусковой обмоткой при необходимости может быть использован трехфазный двигатель. Из двух его фаз образуется рабочая обмотка с фазной зоной $2\pi/3$; из третьей фазы — пусковая обмотка с фазной зоной $\pi/3$. Угол между ними составляет $\pi/2$. Рабочая обмотка имеет в 2 раза большее число витков, чем пусковая, $w_р = 2w_п$ и обладает достаточно большим обмоточным коэффициентом распределения ($k_{р,р} = 3 \times \times \sqrt{3}/2\pi = 0{,}826$). Предпочтительная схема включения трехфазного двигателя в однофазную сеть представлена на рис. 47-9. По своим свойствам включенный по этой схеме двигатель равноценен специально спроектированному однофазному двигателю. Его номинальная мощность в однофазном режиме составляет при этом не более 50—60% мощности при трехфазном питании. В качестве фазосдвигающего элемента используется активное или емкостное сопротивление, подобранное таким образом, чтобы пусковой момент был максимальным (см. далее). После завершения разгона двигателя пусковая обмотка отключается.

47-4. АСИНХРОННЫЙ КОНДЕНСАТОРНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Такое название получил двухфазный асинхронный двигатель, предназначенный для включения в однофазную сеть. Одна из фаз двигателя, например B (рис. 47-10, *а*), включается на сеть непосредственно, другая, например A, — через емкость C, подобранную таким образом, чтобы при номинальной нагрузке образовалось круговое поле. Обе обмотки имеют одинаковые фазные зоны, равные $\pi/2$, и одинаковые обмоточные коэффициенты, $k_{oA} = k_{oB}$. Число витков w_B в фазе B, включенной непосредственно в сеть, выбирается при электромагнитном расчете двигателя в двухфазном симметричном режиме. При проведении этого расчета первоначально предполагается, что фаза A имеет такое же число витков $w'_A = w_B$. При этом

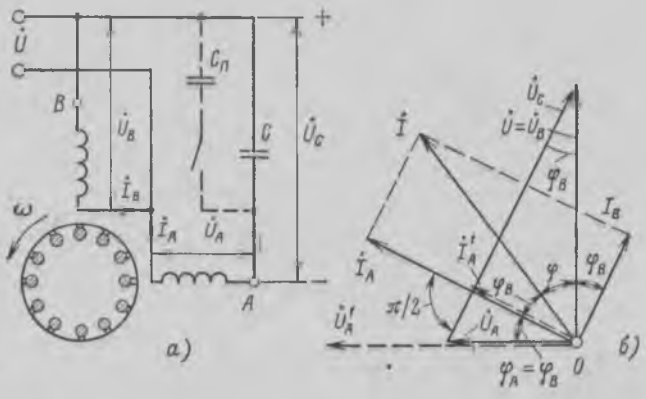


Рис. 47-10. Схема (*а*) и диаграмма (*б*) асинхронного конденсаторного двигателя при круговом поле.

токи, напряжения, углы между ними и мощности фаз оказываются одинаковыми, $U_B = U'_A$; $I_B = I'_A$; $\varphi_B = \varphi_A$, $P_B = U_B I_B \cos\varphi_B = U'_A I'_A \cos\varphi_A = P_A$. (Величины фазы A при $w'_A = w_B$ записываются с индексом «штрих» и изображены на диаграмме рис. 47-10, *б* пунктиром). Кроме того, при круговом поле, образующемся в симметричном двухфазном режиме, токи и напряжения фаз оказываются сдвинутыми во времени на угол $\pi/2$, т. е. $\dot{I}'_A = j\dot{I}_B$; $\dot{U}'_A = j\dot{U}_B$. Однако получить такое напряжение на фазе A можно только при питании от двухфазной сети.

При питании фазы A, имеющей то же число витков, что и фаза B, от однофазной сети в общем случае невозможно подобрать такую емкость C, чтобы на фазе A получилось напряжение $\dot{U}'_A = j\dot{U}_B$, обеспечивающее появление кругового поля. Это приводит к необходимости корректировать число витков в фазе A при подборе емкости C из условия получения кругового поля. Круговое поле будет сохранено, если при переходе к обмотке с числом витков $w_A \neq w_B$ МДС фазы A останется прежней: $F_A = w_A I_A = w_B I'_A =$

$= F'_A = \text{const}$, откуда ток фазы A

$$I_A = I'_A \frac{w_B}{w_A} = I_B \frac{w_B}{w_A} = I_B / n_{AB},$$

где $n_{AB} = w_A/w_B$ — коэффициент трансформации конденсаторного двигателя.

Вследствие сохранения кругового поля напряжение фазы A изменяется пропорционально числу витков $U_A = U'_A \; w_A/w_B = U_B n_{AB}$; угол $\varphi_A = \varphi_B$ и мощность фазы A при этом сохраняются, $P_A = U'_A I'_A \cos \varphi_A = U_A I_A \cos \varphi_B = \text{const}$. Изменением числа витков w_A мы изменяем напряжение U_A и ток I_A. В конечном счете нужно выбрать такое w_A, при котором напряжение на последовательно включенных фазе A и емкости C совпадет с напряжением сети $\dot{U}$, т. е. $\dot{U}_A + \dot{U}_C = \dot{U}$, а напряжение на емкости будет отставать на $\pi/2$ от тока фазы A, т. е. $\dot{U}_C = -j\dot{I}_A/(\omega C)$.

Как видно из диаграммы, требуемое напряжение фазы $U_A = U_B \operatorname{tg} \varphi_B$, откуда $n_{AB} = U_A/U_B = \operatorname{tg} \varphi_B$, и число витков фазы A, необходимое для получения кругового поля, $w_A = w_B n_{AB} = w_B \operatorname{tg} \varphi_B$. Необходимая для кругового поля емкость определяется из соотношения между U_C и I_A. Она равна:

$$C = \frac{I_B \cos \varphi_B}{\omega U \operatorname{tg} \varphi_B}.$$

Мощность этой емкости $Q_C = U_C I_A = \dfrac{U I_B}{\sin \varphi_B}$ довольно велика: она совпадает с полной мощностью, потребляемой двигателем при круговом поле

$$S = UI = UI_B / \sin \varphi_B.$$

Следует заметить, что при подобранной емкости поле будет круговым только в номинальном режиме. При других нагрузках симметрия МДС нарушается и наряду с прямым полем появляется обратное. Иногда пусковой момент при емкости, подобранной по номинальному рабочему режиму, оказывается из-за большого влияния обратного поля недостаточно большим. В этом случае для ослабления обратного поля и увеличения пускового момента прибегают к включению на время пуска параллельно с емкостью C добавочной пусковой емкости $C_п$ (пунктир на рис. 47-10, *а*).

В СССР конденсаторные двигатели мощностью от 18 до 600 Вт с рабочей и пусковой емкостями выпускаются серийно (АОЛД). Кроме того, изготавливаются так называемые универсальные асинхронные двигатели (в виде серии УАД), предназначенные для включения как в трехфазные, так и в однофазные сети (в последнем случае в качестве фазосмещающего элемента используется емкость).

В качестве конденсаторного двигателя может быть использован и обычный трехфазный двигатель. Емкость, необходимая для его включения в однофазную сеть по схеме рис. 47-9, может быть по-

добрана по ранее приведенному уравнению. Однако при этом следует иметь в виду, что эффективные числа витков «конденсаторной» A и «бесконденсаторной» B фаз в схеме рис. 47-9 заданы заранее ($w_A = w_1 k_{oA}$; $w_B = 2w_1 k_{oB}$, где w_1 — число витков в фазе трехфазной обмотки) и коэффициент трансформации нельзя варьировать:

$$n_{AB} = w_A / w_B = \frac{k_{oA}}{2k_{oB}} = \frac{0{,}95}{2 \cdot 0{,}826} = 0{,}575.$$

Поэтому, рассчитывая емкость по формуле

$$C = \frac{I_B \cos \varphi_B}{\omega U \operatorname{tg} \varphi_B},$$

можно получить точное круговое поле только при такой нагрузке двигателя, когда $\operatorname{tg} \varphi_B = k_{AB} = 0{,}575$; $\varphi_B = 0{,}521 \approx 30°$; $\cos \varphi_B = 0{,}866$. Подбирая емкость для номинального рабочего режима при однофазном питании, следует понимать U как линейное номинальное напряжение при соединении в звезду; I_B — как номинальный фазный ток; φ_B — как угол между фазными током и напряжением в номинальном трехфазном режиме. При этом при $\varphi_B \neq 0{,}521$ поле наряду с прямой составляющей содержит и обратную. Роль последней возрастает по мере увеличения отклонения φ_B от значения $0{,}521 \approx 30°$, соответствующего коэффициенту трансформации.

47-5. ОДНОФАЗНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ЭКРАНИРОВАННЫМИ ПОЛЮСАМИ

Однофазная обмотка *1* этого двигателя (рис. 47-11, *а*) выполняется сосредоточенной. Ее катушки охватывают явно выраженные полюсы магнитопровода статора. На роторе *2* имеется короткозамкнутая обмотка в виде беличьей клетки. Часть наконечника каждого полюса, примыкающая к его сбегающему краю, охватывается короткозамкнутым витком *3*. Считая магнитную цепь двигателя линейной и используя метод наложения, рассмотрим отдельно поле, созданное токами в обмотках статора.

Ток однофазной обмотки I_1 образует в набегающей (не экранированной) части полюса пульсирующий поток $\dot{\Phi}_{1н}$; в сбегающей (экранированной) части полюса — пульсирующий поток $\dot{\Phi}_{1с}$. Поток $\dot{\Phi}_{1с}$ индуктирует в короткозамкнутом витке ЭДС $\dot{E}_к$, отстающую от потока на $\pi/2$. Под действием этой ЭДС в витке, обладающем определенными активным и индуктивным сопротивлениями, появляется ток $\dot{I}_к$, который отстает от ЭДС на угол $\varphi_к$. Ток $\dot{I}_к$ образует поток $\dot{\Phi}_к$, оказывающий экранирующее действие на поток $\dot{\Phi}_{1с}$ в сбегающей части полюса. В результате суммарный поток в сбегающей части полюса $\dot{\Phi}_{с\Sigma} = \dot{\Phi}_{1с} + \dot{\Phi}_к$ отстает во времени относительно потока в набегающей части полюса $\dot{\Phi}_{1н}$ на угол ψ. Так как оси потоков $\Phi_{с\Sigma}$ и $\Phi_{1н}$ смещены, кроме того, на определенный угол в пространстве, возникает вращающееся поле, перемещающееся в ука-

занном на рисунке направлении. Поскольку потоки $\Phi_{c\Sigma}$ и $\Phi_{1н}$ неодинаковы и сдвинуты во времени и в пространстве на небольшие углы, вращающееся поле статора получается не круговым, а эллиптическим. Однако, несмотря на это, двигатель обладает достаточно большим пусковым моментом $M_п = (0{,}2 \div 0{,}5)M_н$. Неблагоприятное влияние на пусковые свойства экранированного двигателя оказывает третья пространственная гармоническая вращающегося поля, которая вызывает значительное уменьшение момента при

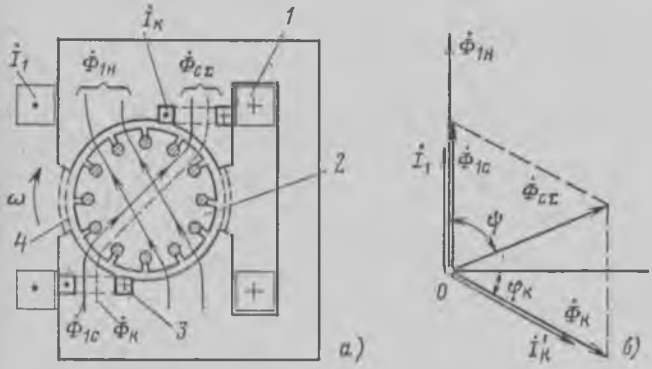


Рис. 47-11. Устройство (*а*) и диаграмма магнитных потоков статора (*б*) однофазного асинхронного двигателя с экранированными полюсами.

частоте вращения, равной $^1/_3$ синхронной (см. § 43-5). Для уменьшения этой гармонической в двигателях мощностью более 20—30 Вт используют следующие меры: между наконечниками полюсов устанавливают магнитные шунты *4*, показанные пунктиром на рис. 47-11, *а*; увеличивают зазор под набегающей частью полюса; вместо сосредоточенной экранирующей обмотки в виде одного витка размещают на каждом полюсе два-три короткозамкнутых витка с разной шириной. Из-за больших потерь в короткозамкнутом витке КПД двигателя сравнительно низок (25—40%). Экранированные двигатели изготавливаются серийно на мощность от долей ватта до 300 Вт. Применяются они для привода бытовых вентиляторов, электропроигрывателей, магнитофонов и пр.

ГЛАВА СОРОК ВОСЬМАЯ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

48-1. АСИНХРОННЫЙ ГЕНЕРАТОР

При вращении ротора асинхронной машины, включенной на сеть с источниками реактивной мощности (перевозбужденные синхронные генераторы, двигатели, компенсаторы, а также конденсаторы), с частотой, большей частоты вращения магнитного поля ($\Omega > \Omega_1$), ЭДС в обмотке ротора изменяет свое направление на противоположное по сравнению с двигательным режимом (гл. 43). Вследствие этого изменяют свое направление активные составляющие токов I_2 и I_1

(по сравнению с двигательным режимом), машина отдает активную мощность в сеть и работает в режиме генератора. Необходимую для образования вращающегося магнитного поля реактивную мощность асинхронный генератор потребляет из сети, нагружая дополнительным реактивным током синхронные машины, которые включены в сеть параллельно с ним. Это потребление реактивной мощности является основным недостатком асинхронного генератора, препятствующим его широкому распространению.

На круговой диаграмме асинхронной машины режиму генератора (рис. 43-9) соответствует нижняя половина окружности токов, заключенная между точками A_0 и R_∞. Режимам, при которых асинхронный генератор отдает активную мощность в сеть, соответствуют точки на дуге окружности токов, расположенной ниже линии OB. Линия A_0A_1 определяет механическую мощность $P_{мех} \approx P_2$, которая должна быть подведена от приводного двигателя асинхронному генератору.

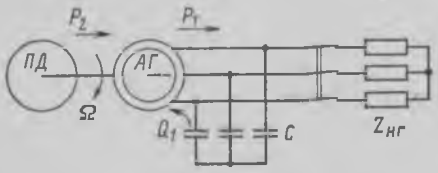


Рис. 48-1. Схема включения асинхронного генератора при работе с самовозбуждением.

АГ — асинхронный генератор; *ПД* — приводной двигатель; *С* — конденсаторы; $Z_{нг}$ — сопротивление нагрузки.

Асинхронные генераторы выполняются преимущественно с короткозамкнутой обмоткой на роторе и имеют весьма ограниченное применение, главным образом на малых гидроэлектростанциях, работающих без обслуживающего персонала, так как они могут эксплуатироваться без систем регулирования частоты и напряжения.

Помимо работы параллельно с сетью переменного тока, имеющей источники реактивной мощности, возможна автономная работа асинхронного генератора в режиме самовозбуждения (от потока остаточного магнетизма ротора), если к выводам статора подключить конденсаторы, которые должны служить источником реактивной мощности Q_1, необходимой для возбуждения магнитного поля в генераторе (рис. 48-1). При работе на активно-индуктивную нагрузку конденсаторы служат источником реактивной мощности и для нагрузки.

Мощность конденсаторов в схеме асинхронного генератора с самовозбуждением близка к его номинальной активной мощности. По этой причине такие генераторы дороги. Они находят применение лишь в специальных установках.

48-2. АСИНХРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ

Частота ЭДС в роторе асинхронной машины определяется разностью частот вращения ротора и магнитного поля

$$f_2 = (\Omega_1 - \Omega)\frac{p}{2\pi} = sf_1,$$

где $\Omega > 0$ при согласном направлении вращения ротора относительно поля. Поэтому на контактных кольцах асинхронной машины с фазной обмоткой на роторе можно получить напряжение частоты f_2, т. е. она может использоваться в качестве преобразователя частоты. Асинхронный преобразователь частоты может служить источником напряжения как постоянной, так и переменной частоты f_2. В первом случае, когда частота f_2 может оставаться постоянной, ротор преобразователя должен вращаться: при $f_2 > f_1$ навстречу полю ($s > 1$), при $f_2 < f_1$ согласно с магнитным полем ($s < 1$).

При генерировании ЭДС частоты $f_2 > f_1$ ротор преобразователя частоты приводится во вращение посторонним двигателем *Д* (обычно асинхронным или синхронным — см. рис. 48-2), который передает преобразователю частоты *ПЧ* мощность P_2; асинхронный преобразователь работает со скольжением $s > 1$ в режиме тормоза (см. § 43-1). На рис. 48-2 сплошными стрелками указаны направления

мощностей в этом режиме. При генерировании ЭДС частоты $f_2 < f_1$ ротор преобразователя тормозится электромагнитным моментом машины $Д$, которая в этом случае работает в генераторном режиме, отдавая электроэнергию в ту же сеть, что и преобразователь (на рис. 48-2 пунктирными стрелками указаны направления мощностей в этом режиме); асинхронная машина-преобразователь работает в режиме двигателя.

Имея в виду, что

$$\Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p_п} = \Omega_{1п} \quad \text{и} \quad \Omega \approx \pm\, \Omega_{1д} = \pm\, 2\pi f_1 / p_д,$$

найдем

$$f_2 = s f_1 = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} f_1 = \frac{p_д \mp p_п}{p_д} f_1,$$

где знаки плюс и минус относятся соответственно к работе асинхронной машины тормозом ($f_2 > f_1$) и двигателем ($f_2 < f_1$); $p_п$ и $p_д$ — числа пар полюсов асинхронного преобразователя частоты и двигателя (в случае, если в качестве двигателя $Д$ используется асинхронная машина, формула дает приближенное значение частоты f_2, получаемое при пренебрежении ее скольжением.)

Уравнения активных и реактивных мощностей (при пренебрежении потерями):

$$P_{нг} = sP_1; \quad Q_{нг} = sQ_1;$$

$$P_д = P_2 = \left(1 - \frac{1}{s}\right) P_{нг}.$$

Для плавного регулирования частоты f_2 необходимо регулировать или частоту f_1, или частоту вращения приводного двигателя.

Асинхронные преобразователи частоты применяются преимущественно для получения переменного напряжения с частотой 100—200 Гц, необходимого для питания асинхронного привода с частотами вращения выше 3000 об/мин (электропилы и другие ручные электрические машины).

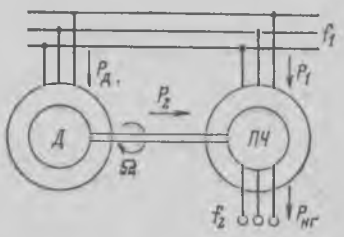


Рис. 48-2. Схема включения асинхронного преобразователя частоты.

P_1 — мощность, потребляемая преобразователем частоты ($ПЧ$) из сети; $P_д$ — мощность, потребляемая двигателем ($Д$) из сети; P_2 — механическая мощность, передаваемая через вал; $P_{нг}$ — мощность нагрузки.

48-3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В РЕЖИМЕ ТРАНСФОРМАТОРА

1) **Фазорегулятор.** При заторможенном роторе асинхронной машины сдвиг между ЭДС $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$, которые индуктируются в фазах обмоток статора и ротора, определяется электрическим углом β между осями этих фаз, так как обе ЭДС индуктируются общим вращающимся магнитным полем. Изменение угла сдвига β приводит к изменению фазы ЭДС E_2. Такая возможность регулирования фазы ЭДС E_2 используется в фазорегуляторе (рис. 48-3), который представляет собой трехфазную асинхронную машину с контактными кольцами в режиме трансформатора (см. § 43-1). Обмотка статора присоединяется к сети, к обмотке ротора через контактные кольца присоединяется нагрузка. Если пренебречь активными сопротивлениями и индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток статора и ротора, то $U_1 = -\dot{E}_1$, $U_2 = \dot{E}_2$, и при идентичности обмоток ($w_1 = w_2$; $k_{o1} = k_{o2}$) $E_1 = E_2$. При повороте ротора комплекс $U_2 = \dot{E}_2$ также поворачивается относительно комплекса $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1$.

Для определения вторичного напряжения на роторе при нагрузке с учетом сопротивлений обмоток нужно воспользоваться уравнениями асинхронной машины (42-1), приняв $s = 1$. При этом в уравнение напряжений ротора нужно ввести дополнительный член, учитывающий падение напряжения в приведенном

сопротивлении нагрузки $Z'_н$, и записать его в следующем виде: $\dot{E}'_2 = Z'_2\dot{I}'_2 + \dot{U}'_2$, где $\dot{U}'_2 = Z'_н\dot{I}'_2$.

На ротор фазорегулятора действует значительный электромагнитный момент, который может быть рассчитан по (29-2). Для преодоления этого электромагнитного момента при повороте ротора в качестве усилителя момента используется червячная передача. Параметры червячной пары выбираются таким образом, чтобы перемещение ротора можно было произвести вручную или с помощью электродвигателя небольшой мощности. Одновременно червяк служит для фиксации ротора в выбранном положении.

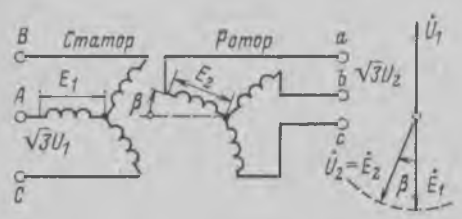


Рис. 48-3. Схема и временная диаграмма напряжений фазорегулятора.

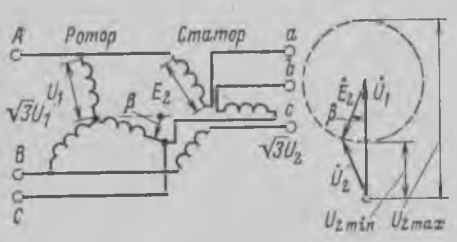


Рис. 48-4. Схема и временная диаграмма напряжений трехфазного индукционного регулятора.

2) **Трехфазный индукционный регулятор.** Для плавного регулирования напряжения может быть использована трехфазная асинхронная машина в режиме трансформатора (см. § 43-1), если выполнить электрическое соединение обмотки статора с фазной обмоткой заторможенного ротора по схеме автотрансформатора (рис. 48-4). Первичная обмотка, которую обычно располагают на роторе, включается в сеть с фазным напряжением U_1. Вращающееся магнитное поле, созданное током этой обмотки, наводит в ней ЭДС $\dot{E}_1$ и во вторичной обмотке ЭДС $\dot{E}_2$. Напряжение фазы вторичной обмотки, если пренебречь сопротивлением этой обмотки, равно геометрической сумме напряжения сети $\dot{U}_1$ и ЭДС $\dot{E}_2$: $\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{E}_2$. Угол сдвига β между векторами $\dot{U}_1$ и $\dot{E}_2$, а следовательно, и напряжение U_2 зависят от электрического угла взаимного сдвига осей фаз обмоток статора и ротора. При повороте ротора концы векторов $\dot{E}_2$ и $\dot{U}_2$ перемещаются по окружности. Минимальному и максимальному напряжениям U_2 соответствуют углы поворота $\beta = 0°$ и $\beta = 180°$,

$$U_{2min} = U_1 - E_2; \quad U_{2max} = U_1 + E_2.$$

Если не учитывать сопротивления первичной обмотки R_1 и X_1, то $U_1 = E_1$. Соотношение между ЭДС, наведенными в первичной и вторичной обмотках, определяется выражением

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1 k_{o1}}{w_2 k_{o2}}.$$

Первичная обмотка индукционного регулятора может соединяться либо в звезду, либо в треугольник. Поворот и фиксация ротора осуществляются в индукционном регуляторе таким же образом, как в фазорегуляторе.

3) **Трансформатор с вращающимся полем для преобразования числа фаз или частоты.** Асинхронная машина с неподвижным ротором может быть применена, кроме того, для преобразования числа фаз или частоты. В этом случае поворачивать ротор относительно статора не требуется. Поэтому зазор, исключающий механическое соприкосновение ротора и статора, можно не предусматривать, и с целью уменьшения намагничивающего тока напрессовать внешний магнитопровод *4* на внутренний *3* (рис. 48-5). Взаимно неподвижные обмотки, первичную *1* и вторичную *2*, для уменьшения рассеяния можно расположить в пазах одного из магнитопроводов (например, внутреннего *3*), а другой магнито-

провод (например, внешний 4) выполнить без пазов в виде гладкого кольца, которое напрессовывается на внутренний магнитопровод после укладки обмоток. Первичная обмотка 1 трансформатора с вращающимся полем ничем не отличается от обмотки статора асинхронной машины и представляет собой разноименнополюсную обмотку с числом периодов p_1, числом фаз $m_1 = 3$ и числом витков в фазах w_1. Первичная обмотка присоединяется к сети переменного тока с фазным напряжением U_1 частоты f_1 и образует вращающееся поле с числом периодов p_1, линии которого показаны на рисунке. Это поле вращается с угловой скоростью $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$. Устройство вторичной обмотки зависит от назначения трансформатора. В трансформаторе для преобразования числа фаз вторичная обмотка выполняется на то же число периодов, что и первичная ($p_2 = p_1$), и отличается от нее только числом фаз m_2 и числом витков в фазах w_2. В фазах вторичной обмотки индуктируется симметричная m_2-фазная система ЭДС

$$E_2 = \frac{w_2 k_{o2}}{w_1 k_{o1}} E_1.$$

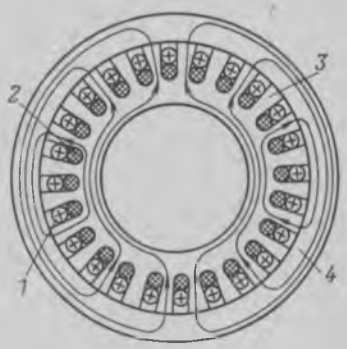


Рис. 48-5. Трансформатор с вращающимся полем.

Сдвиг между ЭДС $\dot{E}_2$ и $\dot{E}_1$ зависит от взаимного расположения осей фаз в пазах магнитопровода. При холостом ходе $U_1 = -E_1$; $U_2 = \dot{E}_2$. Для определения токов I_1, I_2 и напряжения U_2 при нагрузке нужно поступить таким же образом, как при анализе фазорегулятора.

В трансформаторе для преобразования частоты используется эффект искажения синусоидальности распределения индукции вращающегося поля в зазоре вследствие насыщения магнитопровода. Как пояснено в § 40-2, насыщение зубцов в зоне большой МДС приводит к «уплощению» кривой индукции вращающегося поля и к появлению при разложении в ряд Фурье наряду с основной гармонической с числом периодов p_1 ряда высших нечетных гармонических, имеющих числа периодов $3p_1$, $5p_1$, $7p_1$ и т. д. Для усиления этого эффекта трансформатор для преобразования частоты проектируется с сильно насыщенной магнитной системой (с максимальными индукциями в зубцах более 2 Тл) и снабжается вторичной обмоткой, рассчитанной на восприятие одной из высших гармонических вращающегося поля, обычно третьей.

В последнем случае трансформатор позволяет получить утроение частоты. Такой трансформатор выполняется с трехфазной обмоткой ($m_1 = 3$), которая образует p_1-периодное «уплощенное» поле, вращающееся с угловой скоростью $\Omega_1 = 2\pi f_1/p_1$. Так как форма поля при перемещении не изменяется, все его гармонические составляющие вращаются с той же угловой скоростью Ω_1. Для получения напряжения утроенной частоты вторичная обмотка должна быть сделана однофазной ($m_2 = 1$) и иметь число периодов $p_2 = 3\,p_1$. В такой обмотке будет индуктироваться в основном только 3-я гармоническая ЭДС «уплощенного» поля с числом периодов $3\,p_1$, по отношению к которой вторичная обмотка обладает обмоточным коэффициентом, близким к единице. Частота этой ЭДС

$$f_2 = p_2\Omega_1/(2\pi) = 3f_1$$

получается утроенной по сравнению с частотой первичной обмотки.

Потокосцепление вторичной обмотки с основной гармонической индукции, а также с высшими гармоническими индукции $5\,p_1$, $7\,p_1$, $11\,p_1$ и т. д., порядок которых не кратен трем, оказывается равным нулю, и эти гармонические не индуктируют ЭДС во вторичной обмотке.

С целью предотвращения появления ЭДС и токов тройной частоты в первичной обмотке эта обмотка выполняется с укорочением шага на $^1/_3$ полюсного деления. При этом ее обмоточный коэффициент по отношению к полю с числом периодов $p_2 = 3p_1$ обращается в нуль.

48-4. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С МАССИВНЫМ РОТОРОМ

Ротор этого двигателя представляет собой сплошной ферромагнитный цилиндр (рис. 48-6). Такой ротор играет одновременно роли магнитопровода и токопровода. Вращающееся магнитное поле проникает на определенную глубину в тело ротора и индуктирует в нем вихревые токи. Эти токи при взаимодействии с магнитным полем образуют электромагнитный момент. Вследствие сильно выраженного поверхностного эффекта вихревые токи протекают в сравнительно тонком слое на глубине проникновения электромагнитного поля в тело ротора. Эквивалентная глубина проникновения зависит от частоты перемагничивания ротора. Для двигателя, рассчитанного на частоту 50 Гц, эквивалентная глубина проникновения при пуске ($s = 1$) составляет только 1,0—3 мм, в рабочем режиме при $s = 0{,}05$ — примерно 5—15 мм. Вообще в линейном приближении глубина проникновения изменяется обратно пропорционально $\sqrt{s}$. Это приводит к соответствующему изменению сечения слоя, по которому протекают вихревые токи, активного сопротивления массивного ротора, $R_2' \approx R_{20}' \sqrt{s}$, где R_{20}' — приведенное активное сопротивление при $s = 1$, и его индуктивного сопротивления рассеяния X_2'. Поэтому при пуске R_2' весьма велико, а X_2' мало, причем с уменьшением скольжения сопротивление R_2' уменьшается, а X_2' увеличивается. В результате такого проявления поверхностного эффекта пусковой момент в двигателе с массивным ротором достаточно велик ($M_п/M_н = 1{,}5 \div 2{,}0$), и он уступает двигателю с короткозамкнутой обмоткой на роторе только по своим рабочим свойствам — КПД и коэффициенту мощности. Объясняется это тем, что в номинальном режиме при скольжении $s = 0{,}02 \div 0{,}1$ глубина проникновения тока и потока в тело ротора еще достаточно мала, а электрическое сопротивление для тока и магнитное сопротивление для потока велики, вследствие чего двигатель имеет большие электрические потери в роторе и большой намагничивающий ток.

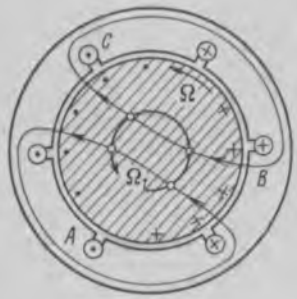


Рис. 48-6. Асинхронный двигатель с массивным ротором.

Для улучшения рабочих характеристик иногда прикрепляют с двух сторон к торцевым поверхностям цилиндрического ротора медные короткозамыкающие кольца. Медные кольца имеют значительно меньшее удельное электрическое сопротивление, чем стальное тело ротора, и выполняют ту же роль, что и торцевые короткозамыкающие кольца беличьей клетки. В результате активное сопротивление массивного ротора уменьшается за счет увеличения электрической проводимости торцевых частей. С этой же целью в микродвигателях прибегают к покрытию внешней поверхности массивного ротора тонким слоем меди толщиной 0,1—0,3 мм. Кроме

того, можно добиться улучшения рабочих характеристик подбором такого материала для массивного ротора, который обладал бы оптимальными электрической и магнитной проводимостями. В этом направлении в последнее время достигнуты определенные успехи. Получены сплавы, обладающие большей электрической проводимостью и меньшей магнитной проницаемостью, чем у стали, при применении которых глубина проникновения поля существенно возрастает и технические показатели улучшаются.

Двигатели с массивным ротором получили известное применение в качестве исполнительных двигателей в системах автоматического управления. Применение массивного ротора, обладающего большой механической прочностью, позволяет построить асинхронные двигатели на весьма высокие частоты вращения (10 000—100 000 об/мин и более). Такие двигатели предназначаются для питания от источников повышенной частоты (400—1500 Гц и более) и находят применение в специальных электроприводах, например гироскопических устройствах.

Несмотря на технологичность конструкции двигателей с массивным ротором, в общепромышленном электроприводе они пока не применяются. Это связано исключительно с их недостаточно высокими энергетическими показателями в рабочих режимах.

Интересной разновидностью рассматриваемого двигателя является двигатель с полым магнитным ротором. В этом двигателе с целью уменьшения массы и момента инерции ротор выполняется в виде полого сплошного ферромагнитного цилиндра. Толщина его стенок может быть выбрана равной глубине проникновения в рабочих режимах. При частотах 400—1000 Гц она составляет 0,3—0,5 мм и 1—3 мм при 50 Гц.

Поскольку магнитный поток замыкается по стенкам полого магнитного ротора, в двигателе с таким ротором нет необходимости во внутреннем статоре. Этим он выгодно отличается от двигателя с полым немагнитным ротором (см. далее следующий параграф). Однако из-за довольно низкого КПД и $\cos \varphi$, а также других недостатков двигатели с полым магнитным ротором имеют ограниченное распространение.

48-5. АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ПОЛЫМ НЕМАГНИТНЫМ РОТОРОМ

Ротор этого двигателя (рис. 48-7) представляет собой полый тонкостенный цилиндр *3*, изготовленный из проводящего немагнитного материала, обычно сплавов алюминия. Полый ротор вращается в зазоре между магнитопроводами внешнего *1* и внутреннего *2* статоров, на одном из которых (в данном случае внешнем) имеется однофазная или многофазная обмотка. Электромагнитный момент, действующий на ротор, образуется в результате взаимодействия вращающегося поля с индуктированными в роторе вихревыми токами.

Двигатель с полым немагнитным ротором применяется главным образом как исполнительный двигатель в различных автоматических

устройствах. Широкому распространению двигателей способствует их чрезвычайно ценное свойство — весьма малый момент инерции ротора. Выпускаются двигатели мощностью от десятых долей ватта до нескольких сотен ватт как на промышленную частоту 50 Гц, так и на повышенные частоты (200, 400, 500 и 1000 Гц).

В СССР двигатели с полым ротором выпускаются в виде серий АДП, ДИД и ЭМ. Двигатели имеют диапазон синхронных частот вращения от 1500 до 30 000 об/мин при питании от сети промышленной частоты 50 Гц или повышенной частоты (200, 400, 1000 Гц). В отличие от двигателя с массивным ферромагнитным ротором толщина стенок полого немагнитного ротора во много раз меньше глубины проникновения даже при пуске двигателя. Поэтому вихревые токи при любых скольжениях распределяются по толщине стенок ротора практически равномерно, и его приведенное активное сопротивление R_2' не зависит от скольжения. Кроме того, индуктивное сопротивление рассеяния полого ротора X_2^* исключительно мало, и при расчете двигателя им можно пренебречь. Эти особенности параметров полого ротора также способствуют его применению в качестве исполнительных двигателей. Приведенное активное сопротивление полого ротора R_2' легко рассчитать, если пренебречь сопротивлением его торцевых частей и представить его состоящим из Z_2 элементарных стержней. Активное сопротивление каждого из таких стержней $R_c = \rho l/(t_{Z2}\Delta)$, где l — длина ротора, Δ — толщина стенок ротора, $t_{Z2} = 2\pi R/Z_2$ — протяженность элементарного стержня в тангенциальном направлении. Тогда, используя (41-22) и (42-8), найдем

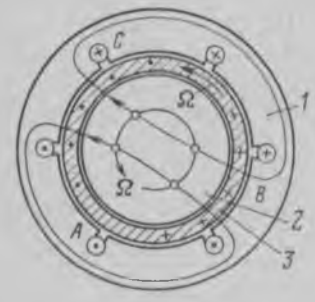


Рис. 48-7. Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором.

$$R_2' = 2\rho l m_1 (w_1 k_{o1})^2/(\pi R\Delta),$$

где R — радиус полого ротора;

m_1, w_1, k_{o1} — числа фаз, витков и обмоточный коэффициент обмотки статора.

Несмотря на то, что толщина стенок полого ротора выбирается минимально возможной (от 0,1 до 1,0 мм), немагнитный промежуток между внешним и внутренним статором получается все же довольно большим (от 0,4 до 1,5 мм). Поэтому намагничивающий ток в двигателях этого типа заметно больше, чем в короткозамкнутых, и достигает (0,8—0,9) $I_н$. Это приводит к снижению коэффициента мощности ($\cos\varphi_н = 0{,}2 \div 0{,}4$), увеличению электрических потерь в первичной обмотке и уменьшению КПД до 0,2—0,4 (в номинальном режиме).

48-6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИНДУКЦИОННЫЕ НАСОСЫ

Электромагнитные индукционные насосы для жидких металлов являются одной из разновидностей магнитогидродинамических машин переменного тока. В этих насосах подвижной частью является жидкий металл. Для приведения его в движение используется бегущее или вращающееся магнитное поле, образованное трехфазной обмоткой переменного тока. В зависимости от формы канала, в котором перемещается металл в магнитном поле, электромагнитные индукционные насосы подразделяются на винтовые и линейные.

Винтовой индукционный насос (рис. 48-8) напоминает по своему устройству двигатель с полым ротором. Он также имеет два статора: внешний *1* и внутренний *2*. В пазах магнитопровода внешнего статора размещается трехфазная обмотка, питающаяся от сети (иногда трехфазная обмотка размещается и на внешнем, и на внутреннем статорах). В зазоре между статорами располагается плоская труба из немагнитной стали *4*, по которой протекает жидкий металл *3*.



Рис. 48-8. Винтовой индукционный насос.

На рисунке показана конструкция, в которой труба с жидким металлом делает один виток вокруг внутреннего статора и имеет сечение Δl, где Δ — толщина слоя металла в радиальном направлении, l — длина магнитопровода и внутренней полости трубы, заполненной жидким металлом в осевом направлении. В общем случае труба с жидким металлом несколько раз винтообразно обвивается вокруг статора.

При протекании токов по статорной обмотке образуется вращающееся поле, индуктирующее вихревые токи в жидком проводящем металле *3*. За счет взаимодействия вихревых токов с полем создаются электромагнитные силы, заставляющие жидкий металл продвигаться с линейной скоростью v в сторону вращения поля.

Процессы преобразования энергии в винтовом одновитковом электромагнитном насосе описываются с помощью уравнений и схемы замещения асинхронного двигателя с полым немагнитным ротором, в которых индуктивное сопротивление рассеяния «ротора» равно нулю (см. ранее). В этом случае электромагнитная мощность, передаваемая от статора жидкому металлу, по (41-32) равна:

$$P_{эм} = m_1 E_1 I_2' = psv_1^2 B_m^2 l\tau\Delta/\rho,$$

где $E_1 = 2\sqrt{2} f_1 w_1 k_{o1} \tau l B_m$ — ЭДС взаимной индукции в обмотке статора;

$I_2' = E_1 s / R_2'$ — приведенный ток жидкого металла;

R_2' — приведенное активное сопротивление жидкого металла (рассчитывается так же, как для полого ротора, см. ранее);

p — число периодов поля;
$v_1 = 2\tau f_1 = R\Omega_1$ — линейная скорость перемещения поля;
τ — полюсное деление;
ρ — электрическое удельное сопротивление жидкого металла;
B_m — амплитуда индукции магнитного поля;
$s = (v_1 - v)/v_1$ — скольжение жидкого металла по отношению к полю.

На жидкий металл действует электромагнитная сила

$$N = M/R = P_{эм}/\Omega_1 R = P_{эм}/v_1 = psv_1 B_m^2 \tau l\Delta/\rho,$$

и насос развивает давление

$$H = N/l\Delta = psv_1 B_m^2 \tau/\rho.$$

Механическая мощность насоса

$$P_{мех} = Nv = \frac{N}{l\Delta}(vl\Delta) = HQ,$$

где $Q = vl\Delta$ — объемный расход насоса.

Если труба охватывает внутренний статор n раз, то напор H увеличивается во столько же раз, а расход во столько же раз уменьшается.

Плоский линейный индукционный насос (рис. 48-9) напоминает по своему устройству линейную асинхронную машину (см. § 48-7). Он состоит из двух плоских статоров — индукторов. В пазах индукторов *1* располагаются трехфазные многополюсные обмотки *2*. В зазоре между индукторами размещается плоская труба *4* (канал) прямоугольного сечения, внутреннюю полость которой заполняет жидкий металл *3*. В результате взаимодействия бегущего поля индукторов с вихревыми токами, индуктированными в жидком металле, возникают электромагнитные силы. В результате сложения

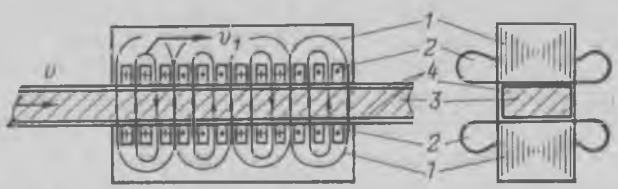


Рис. 48-9. Плоский линейный индукционный насос.

электромагнитных сил, действующих на частицы металла, развивается давление и жидкий металл перемещается в направлении движения поля с некоторым скольжением.

В цилиндрическом линейном индукционном насосе (рис. 48-10) электромагнитные силы, действующие на жидкий металл, также создаются бегущим полем. Но в таком насосе канал *4* с жидким металлом *3* имеет кольцевое сечение. Внутри канала расположен

сердечник *2* без обмотки, снаружи — индуктор *1*, охватывающий канал. В кольцевых пазах индуктора располагаются катушки трехфазной обмотки *5*.

Индукционные насосы используются для транспортирования металлов в расплавленном состоянии. Наиболее важной областью

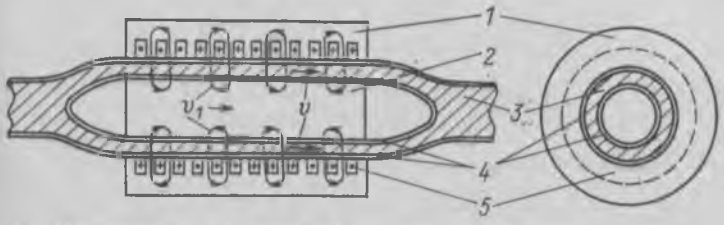


Рис. 48-10. Цилиндрический линейный индукционный насос.

их применения являются установки с ядерными реакторами на быстрых нейтронах, где с их помощью осуществляется циркуляция жидкометаллических теплоносителей (натрия, калия и их сплавов), отводящих тепло от реакторов.

48-7. ЛИНЕЙНЫЕ И ДУГОВЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Устройство линейного (*а*) и дугового (*б*) асинхронных двигателей показано на рис. 48-11. Магнитопровод статора *1* линейного двигателя имеет форму параллелепипеда, дугового двигателя — дугового сектора. Разноименнополюсная трехфазная первичная обмотка *2* размещается в линейном двигателе в пазах на одной из граней параллелепипеда; в дуговом двигателе — в пазах на внутренней (или внешней) цилиндрической поверхности дугового сектора. Подвижная часть в линейном двигателе перемещается поступательно. Ее магнитопровод *4*, как и магнитопровод статора, имеет форму параллелепипеда (рис. 48-11, *а*). В пазах на поверхности подвижного магнитопровода, обращенной к статору, размещается короткозамкнутая обмотка *3*. Подвижная часть в дуговом двигателе вращается. Она называется, как и в обычном двигателе, ротором. Ротор *4* имеет форму полого цилиндра (рис. 48-11, *б*). В пазах на его наружной цилиндрической поверхности размещается короткозамкнутая обмотка *3*. Как в линейном, так и в дуговом двигателе подвижная часть может быть выполнена массивной из магнитного материала. Причем в этом случае отпадает необходимость в короткозамкнутой обмотке, а иногда в качестве ротора удается использовать цилиндрические массивные детали рабочей машины.

Рабочие свойства двигателей в зависимости от исполнения подвижной части аналогичны либо свойствам двигателя с короткозамкнутым ротором, либо — с массивным ротором (см. § 48-4). Однако энергетические показатели линейных и дуговых двигателей

хуже, чем у машин с кольцевым статором. Объясняется это тем, что в этих двигателях возникают краевые эффекты, так как их статоры не замкнуты в кольцо.

Скольжение линейных и дуговых двигателей определяется как отношение линейной скорости скольжения $v_1 - v$ к синхронной

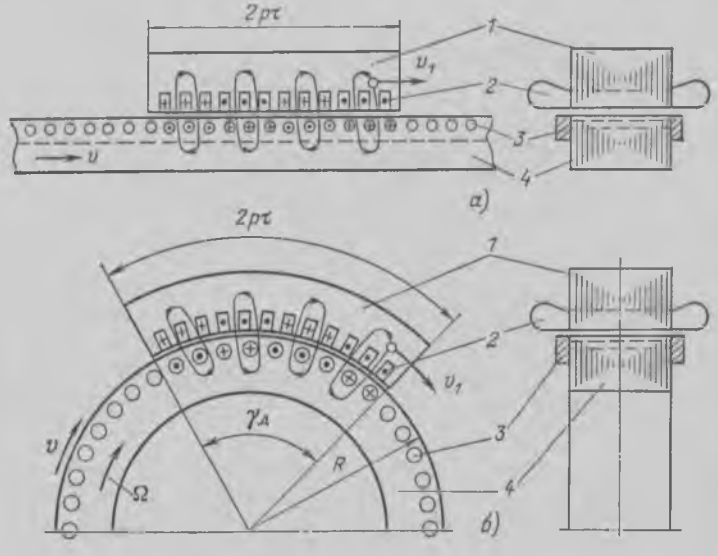


Рис. 48-11. Линейный (*а*) и дуговой (*б*) асинхронные двигатели.

линейной скорости бегущего поля $v_1 = 2\tau f_1$. В номинальном режиме линейная скорость перемещения подвижной части v близка к v_1 и скольжение $s = (v_1 - v)/v_1$ также мало, как в обычных асинхронных машинах.

Линейные асинхронные машины можно использовать для получения возвратно-поступательного движения за счет периодического изменения чередования фаз обмотки статора, например, в металлообрабатывающих станках. В этом случае длина подвижной части должна быть больше длины неподвижной на требуемое перемещение. Однако из-за существенного увеличения массы перемещающейся детали станка за счет массы подвижной части двигателя, а также энергии, бесполезно теряемой в каждом цикле ускорения и торможения, такие линейные двигатели заметного распространения не получили. Более перспективно использование линейных двигателей в электрической тяге, в особенности для высокоскоростного транспорта. На рис. 48-12 показана возможная схема применения линейного асинхронного двигателя на электровозе. Магнитопровод статора *1* вместе с многофазной обмоткой *2* укреплен на электровозе и присоединен к сети переменного тока. Образуется бегущее поле, взаимодействующее с массивным ферромагнитным телом — рельсом *3* и стремящееся увлечь его за собой. Но так как

рельс неподвижно закреплен, приходит в движение со скоростью v статор вместе с электровозом. Дуговые машины применяются в тех случаях, когда ротор требуется привести во вращение со сравнительно небольшой угловой скоростью. Действительно, статор дуговой машины, имеющий число периодов p и занимающий дугу с центральным углом $\gamma_д$ (рис. 48-11, *б*), создает на радиусе R поле, вращающееся с линейной скоростью

$$v_1 = 2\tau f_1 = \frac{\gamma_д R f_1}{p},$$

где $\tau = \gamma_д R/2p$ — ее полюсное деление.

При этом синхронная угловая скорость ротора $\Omega_1 = v_1/R = \gamma_д f_1/p$ оказывается в $2\pi/\gamma_д$ раз меньшей, чем при кольцевом статоре с тем же числом периодов.

Применение дугового двигателя особенно выгодно при использовании в качестве ротора массивного ферромагнитного цилиндра, являющегося частью машины, потребляющей механическую энергию.

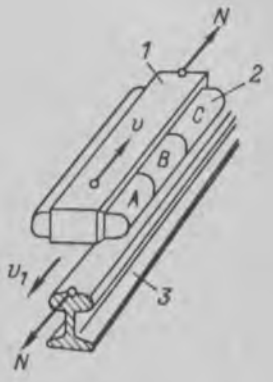


Рис. 48-12. Тяговый линейный двигатель.

ГЛАВА СОРОК ДЕВЯТАЯ

АСИНХРОННЫЕ МИКРОМАШИНЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

49-1. АСИНХРОННЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ ДВИГАТЕЛИ И ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

Асинхронные управляемые двигатели. Асинхронные управляемые (исполнительные) двигатели применяются в автоматических устройствах для преобразования амплитуды или фазы управляющего напряжения в угол поворота или угловую скорость выходного вала. Они представляют собой маломощные (от 0,1 до 300 Вт) асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, на статоре которых располагаются две распределенные обмотки, сдвинутые в пространстве на электрический угол $\pi/2$ (рис. 49-1). Для упрощения рассмотрения будем считать, что обмотки одинаковы. Одна из обмоток (B), называемая обмоткой возбуждения, постоянно находится под напряжением $\dot{U}_в = \text{const}$; ко второй обмотке ($У$), называемой обмоткой управления, подводится напряжение $\dot{U}_у$, изменяющееся под воздействием управляющего сигнала.

Для возникновения вращающего момента напряжение $\dot{U}_у$ должно быть сдвинуто по фазе относительно напряжения $\dot{U}_в$, т. е. необходимо, чтобы $\psi \neq 0$ и $U_у \neq 0$. При $\psi = 0$ или при $\dot{U}_у = 0$ вращающий момент исчезает, а при $\psi = \pi/2$, $U_у = U_в$ и $\dot{U}_у = -j\dot{U}_в$, т. е. в случае, показанном пунктиром на диаграммах рис. 49-1, вращающий момент максимален.

Существуют два основных способа управления двигателями: амплитудный и фазовый. При амплитудном способе управления (рис. 49-1, *а*) изменяется амплитуда напряжения $\dot{U}_y$, $U_y = \text{var}$, а его фаза, характеризующаяся углом ψ, остается постоянной ($\psi = \text{const}$). Необходимое смещение по фазе $\psi = \pi/2$ создается фазосмещающим устройством (ФСУ).

При фазовом способе управления (рис. 49-1, *б*) изменяется фаза напряжения $\dot{U}_y$, $\psi = \text{var}$, а его амплитуда остается постоянной ($U_y = \text{const}$). Изменение фазы напряжения осуществляется с помощью фазовращающего устройства (ФВ).

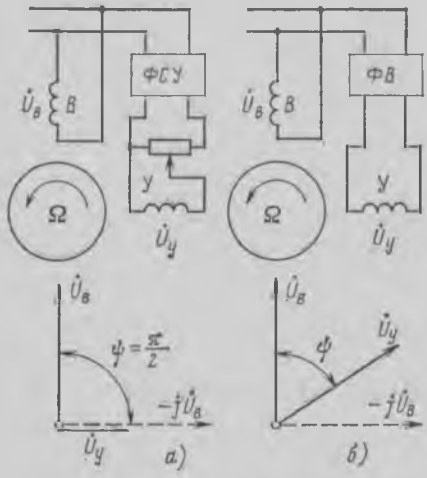


Рис. 49-1. Принципиальные схемы асинхронных исполнительных двигателей при амплитудном (*а*) и фазовом (*б*) управлении.

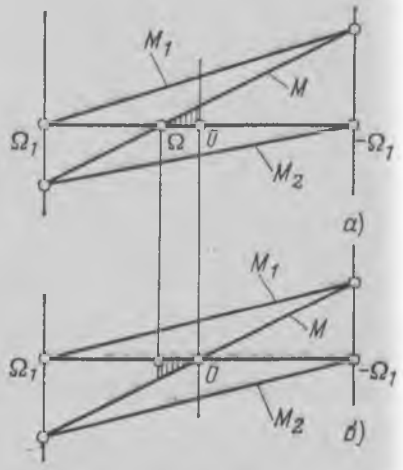


Рис. 49-2. Зависимость вращающего момента исполнительного двигателя от угловой скорости.

а — при $U_y \neq 0$; *б* — при $U_y = 0$.

К управляющим двигателям предъявляют специфические требования, связанные с условиями их работы в системах автоматического регулирования. Например, при амплитудном управлении эти двигатели должны обладать:

1) широким диапазоном регулирования угловой скорости при изменении амплитуды напряжения управления;

2) близкими к линейным механическими [$M = f(\Omega)$ при $U_y = \text{const}$] и регулировочными [$\Omega = f(U_y)$ при $M = \text{const}$] характеристиками;

3) высоким быстродействием (малым моментом инерции ротора);

4) большим пусковым моментом;

5) малым напряжением трогания (небольшим моментом трения);

6) малой мощностью управления;

7) отсутствием самопроизвольного вращения (самохода) при уменьшении напряжения управления до нуля.

Для удовлетворения этих требований (особенно пп. 1, 2, 7) активное сопротивление ротора двигателя выбирается таким, чтобы критическое скольжение $s_m = R_2'/X_к = 3 \div 4$. При этом механическая характеристика в режиме двигателя получается практически линейной и обеспечивает отсутствие самохода. В последнем нетрудно убедиться, сравнив направления вращающих моментов при $U_y \neq 0$ и $U_y = 0$.

При $U_y \neq 0$ (рис. 49-2, *а*) вращающий момент M_1, обусловленный системой напряжений прямой последовательности U_1, при $\Omega = 0$ больше момента M_2, обусловленного системой напряжений обратной последовательности $U_2 < U_1$. Результирующий момент $M_1 > M_2$, и под действием момента $M = M_1 - M_2 > 0$ ротор двигателя приходит во вращение в прямом направлении со скоростью $\Omega > 0$. При отключении управляющего напряжения, т. е. при $U_y = 0$, когда напряжения U_1 и U_2 одинаковы (рис. 49-2, *б*), моменты M_1 и M_2 при $\Omega = 0$ уравновешивают друг друга, а при $\Omega > 0$ под действием отрицательного момента $M = M_2 - M_2 < 0$ ротор двигателя останавливается.

Двигатель, спроектированный в соответствии с такими требованиями, имеет ухудшенные энергетические характеристики — КПД и коэффициент мощности. Однако с этим приходится мириться.

Управляемые двухфазные асинхронные двигатели встречаются главным образом в трех исполнениях: с короткозамкнутой обмоткой на роторе типа «беличьей клетки»; с полым немагнитным ротором (§ 48-5) и с полым ферромагнитным ротором (§ 48-4). Наиболее широко применяются двигатели первых двух типов. При этом двигатели небольшой мощности (при диаметре корпуса менее 40—60 мм) имеют лучшие характеристики в исполнении с обмоткой на роторе типа «беличьей клетки»; двигатели большей мощности (при диаметре корпуса более 60—80 мм) имеют лучшие характеристики в исполнении с полым немагнитным ротором.

Исполнительные асинхронные двигатели с обмоткой на роторе типа «беличьей клетки» по сравнению с обычными асинхронными двигателями имеют следующие особенности:

1) относительно малый диаметр и относительно большая длина ротора, $l/D \approx 1{,}5 \div 2{,}0$ (это позволяет получить приемлемый момент инерции);

2) минимально возможный зазор между статором и ротором 30—50 мкм (с целью уменьшения намагничивающего тока);

3) относительно большое для микромашин число периодов $p = 2 \div 4$ (для увеличения быстродействия);

4) скос на одно зубцовое деление (с целью уменьшения добавочных моментов, § 43-5).

Кроме того, в этих двигателях для обеспечения интенсивного торможения при отключении управляющего сигнала иногда применяются встроенные электромагнитные демпферы. Конструктивное и принципиальное исполнение демпфера может быть различным. Наи-

более просто устроен демпфер, в котором демпфирующий момент образуется при вращении дополнительного полого ротора из алюминиевого сплава в поле постоянных магнитов.

Отличительные особенности двигателя с полым немагнитным ротором рассмотрены в § 48-5. Важно также отметить, что в этом двигателе отсутствуют добавочные синхронные и реактивные моменты. К числу его основных достоинств относится малый момент инерции ротора. Конструктивная схема исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором представлена на рис. 49-3. Полый ротор *1* двигателя вращается в зазоре между внешним *2* и внутренним *3* магнитопроводами статора. В пазах внешнего магнитопровода, запрессованного в корпус *4*, размещаются обмотки управления и возбуждения *5*. Внутренний магнитопровод укрепляется на консоли крышки *6*. Вал *7*, несущий полый ротор, опирается на подшипник *8*.

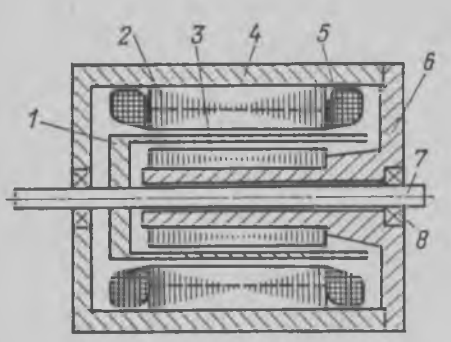


Рис. 49-3. Конструктивная схема асинхронного управляемого двигателя с полым ротором.

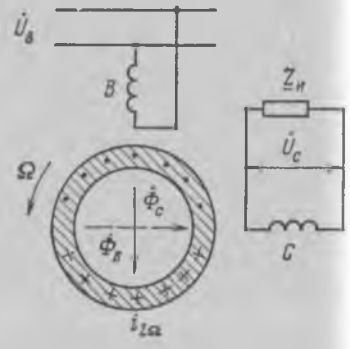


Рис. 49-4. Принципиальная схема асинхронного тахогенератора.

Двигатели с полым ферромагнитным ротором уступают по ряду показателей управляемым двигателям с короткозамкнутым и с полым немагнитным ротором. Это, естественно, ограничивает их применение.

В некоторых автоматических устройствах требуются управляемые двигатели, ротор которых не вращается, а поворачивается на небольшой угол, пропорциональный моменту двигателя и напряжению обмотки управления. Управляемые двигатели, предназначенные для работы в таком специфическом режиме, называются моментными.

Асинхронные тахогенераторы. В качестве асинхронного тахогенератора может использоваться асинхронный управляемый двигатель с полым немагнитным ротором, если его вал сопрячь с машиной, частота вращения которой измеряется. Принципиальная схема тахогенератора показана на рис. 49-4. Обмотка возбуждения *B* тахогенератора (так же как в управляемом двигателе) включается в сеть с напряжением $U_в$ и частотой f. Форма напряжения должна быть возможно более синусоидальной, его амплитуда и частота —

стабилизированы. Под действием напряжения $U_в$ в обмотке B появляется ток и создается пульсирующий с частотой f магнитный поток $\Phi_в$, в образовании которого принимают участие индуктированные в роторе токи трансформации. Поскольку ЭДС и токи трансформации в роторе не зависят от частоты вращения, поток $\Phi_в$ остается одним и тем же при любой частоте вращения. С сигнальной обмоткой C поток $\Phi_в$ не сцепляется, так как эта обмотка сдвинута относительно оси потока на электрический угол $\pi/2$. Поэтому при неподвижном роторе, когда $\Omega = 0$ и в роторе, кроме токов трансформации, никакие иные токи не индуктируются, напряжение сигнальной обмотки $U_с = 0$.

При вращении ротора с угловой скоростью Ω в нем индуктируются, кроме трансформаторной ЭДС, еще и ЭДС вращения, пропорциональные Ω, под действием которых в полом роторе возникают токи вращения $i_{2\Omega}$, показанные на рисунке. Амплитуды этих токов, а также амплитуда образуемого ими потока Φ_{cm} при ненасыщенной магнитной цепи также пропорциональны Ω. Поток $\Phi_с$ пульсирует с частотой напряжения возбуждения f и индуктирует в обмотке C ЭДС, действующее значение которой $E_с$ также пропорционально Ω. К обмотке C присоединяется измерительный прибор или элемент системы автоматического регулирования. При этом их сопротивление $Z_н$ выбирается настолько большим, что ток в сигнальной обмотке не создает заметного падения напряжения и $U_с \approx E_с$. Таким образом, в асинхронных тахогенераторах изменяется только действующее значение ЭДС $E_с$, а частота ЭДС остается постоянной. Из-за этой особенности асинхронные тахогенераторы применяются много чаще синхронных, в которых изменяются и действующее значение, и частота ЭДС сигнальной обмотки.

49-2. ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Вращающиеся (поворотные) трансформаторы (ВТ) применяются в различных автоматических и вычислительных устройствах для преобразования угла поворота в переменное напряжение, амплитуда которого изменяется по заданному закону в функции от угла.

Наибольшее распространение получили двухполюсные и многополюсные вращающиеся трансформаторы с двумя обмотками на статоре, смещенными на электрический угол $\pi/2$, и такими же обмотками на роторе. Вращающиеся трансформаторы этого типа имеют конструкцию, подобную асинхронному двигателю с двухфазными обмотками на роторе и статоре. Для подведения напряжения к обмоткам ротора используются щетки и контактные кольца, а при ограниченном угле поворота также гибкие проводники. В «бесконтактных» вращающихся трансформаторах обмотки ротора питаются с помощью двух промежуточных кольцевых трансформаторов (КТ), показанных на рис. 49-5.

Для выполнения вращающимся трансформатором своих функций взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора должна

меняться в зависимости от электрического угла поворота α по синусоидальному или косинусоидальному закону. Чтобы добиться высокой точности в воспроизведении функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$, стремятся получить форму магнитных полей обмоток возможно более близкой к синусоидальной. С этой целью применяют так называемые синусные обмотки, в которых числа витков в пазах изменяются соответствующим образом. Кроме того, для получения однородных магнитных свойств прибегают к веерной сборке листов магнитопроводов, смещая каждый следующий слой по отношению к предыдущему на одно или несколько зубцовых делений. Для уменьшения ЭДС, индуктированных высшими гармоническими поля, делают скос пазов ротора на одно зубцовое деление.

Большое внимание обращают также на уменьшение погрешностей, связанных с неточностью изготовления: эксцентриситетом поверхностей статора и ротора,

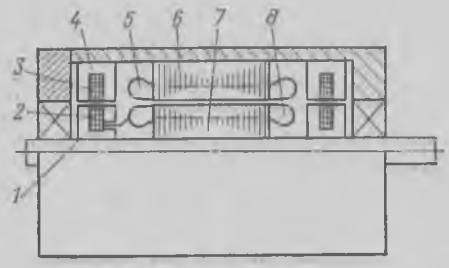


Рис. 49-5.

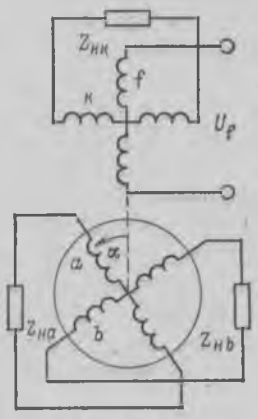


Рис. 49-6.

Рис. 49-5. «Бесконтактный» вращающийся трансформатор.

1 — вращающийся магнитопровод КТ; *2* — вращающаяся обмотка КТ; *3* — неподвижная обмотка КТ; *4* — неподвижный магнитопровод КТ; *5* — обмотка статора ВТ; *6* — магнитопровод статора ВТ; *7* — магнитопровод ротора ВТ; *8* — обмотка ротора ВТ.

Рис. 49-6. Схема синусно-косинусного ВТ.

обращенных к зазору, асимметрией магнитопровода, неточностью скоса паза. Благодаря всем этим мерам максимальная погрешность воспроизведения функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$ в ВТ высокого класса точности не превышает 0,01—0,02%.

В многополюсных ВТ период изменения выходного напряжения соответствует повороту ротора на угол $2\pi/p$ и на один оборот ротора приходится p периодов изменения напряжения. Поэтому погрешность воспроизведения выходного напряжения, отнесенная к геометрическому углу поворота ротора, уменьшается в p раз по сравнению с погрешностью, отнесенной к электрическому углу. В многополюсных ВТ высокой точности число периодов p достигает 60—120. Обмотки в таких ВТ выполняются сосредоточенными. Для повышения точности воспроизведения функций $\sin\alpha$ и $\cos\alpha$ выбирается оптимальная ширина зубцов и применяется скос пазов на

одно зубцовое деление. Схемы включения и питания обмоток ВТ зависят от выполняемых им функций.

Синусно-косинусный ВТ (рис. 49-6) предназначается для преобразования угла поворота α в два переменных напряжения U_a и U_b, амплитуды которых пропорциональны соответственно $\cos\alpha$ и $\sin\alpha$. Обмотка статора f является обмоткой возбуждения. Она питается от сети переменного тока со стабилизированным напряжением. Пульсирующее магнитное поле, образуемое этой обмоткой, индуктирует в обмотке ротора a ЭДС E_a, пропорциональную $\cos\alpha$, и в обмотке ротора b ЭДС E_b, пропорциональную $\sin\alpha$. При подключении к обмоткам ротора нагрузки в виде сопротивлений $Z_{нa}$ на $Z_{нb}$ в них появляются токи и образуется вторичное магнитное поле. Во избежание искажения вторичным полем косинусной или синусной зависимости ЭДС E_a и E_b от угла α прибегают к так называемым вторичному и первичному симметрированиям поворотного трансформатора.

Для осуществления вторичного симметрирования выбирают одинаковые сопротивления нагрузок обмоток ротора $Z_{нa} = Z_{нb}$. Первичное симметрирование производится путем замыкания квадратурной обмотки статора k на сопротивление $Z_{нk}$, равное по величине внутреннему сопротивлению источника питания обмотки f. При этом в контурах обмоток k и f индуктируются токи, компенсирующие вторичные потоки с одинаковой интенсивностью.

Линейный ВТ (рис. 49-7) предназначается для преобразования угла поворота α в переменное напряжение U_b, амплитуда которого пропорциональна углу α. В схеме линейного ВТ обмотка статора f и косинусная обмотка ротора a включаются последовательно и присоединяются к сети переменного тока, квадратурная обмотка k замыкается накоротко. Выходное напряжение U_b снимается с синусной обмотки b, включенной на сопротивление нагрузки $Z_{нb}$.

В такой схеме составляющая вторичного потока по оси короткозамкнутой обмотки k почти полностью демпфируется индуктированным в ней током. Поэтому, анализируя работу ВТ, поперечную составляющую потока по оси обмотки k можно не учитывать и считать, что ЭДС индуктируются только продольным полем. Тогда, полагая, что собственные параметры обмотки малы, можно составить уравнения напряжений для цепи возбуждения $U_1 = E_f + E\cos\alpha = E_f(1 + n\cos\alpha)$ и для выходной цепи $U_b = E\sin\alpha = nE_f\sin\alpha$, где $n = E/E_f$ — коэффициент трансформации. Исключая из этих уравнений E_f, получаем:

$$U_b = nU_1\frac{\sin\alpha}{1+n\cos\alpha}.$$

Причем оказывается, что $\sin\alpha/(1 + n\cos\alpha)$ при $n = 0{,}536$ в диапазоне углов α от -60 до $+60°$ с точностью до 0,06% совпадает с углом α, откуда следует, что при специально подобранном коэффициенте трансформации $n = 0{,}536$ выходное напряжение U_b пропорционально углу α, т. е. $U_b = nU_1\alpha$.

Преобразование координат с помощью ВТ. Схема включения ВТ для преобразования декартовых координат при повороте осей показана на рис. 49-8. Обмотки f и k статора питаются напряжениями U_f и U_k, совпадающими по фазе. Амплитуды этих напряжений пропорциональны преобразуемым координатам $U_f \sim y$, $U_k \sim x$. При выполнении первичного и вторичного симметрирований напряжения на вторичных обмотках

$$U_a = m(U_f \cos\alpha + U_k \sin\alpha);$$
$$U_b = m(U_f \sin\alpha - U_k \cos\alpha),$$

т. е. с точностью до масштабного множителя m пропорциональны координатам в повернутой на угол α системе координат.

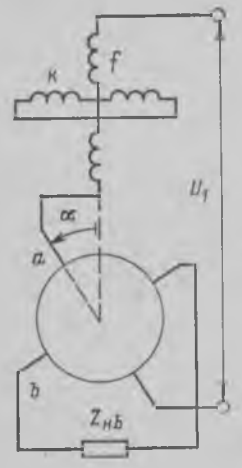


Рис. 49-7. Схема линейного ВТ.

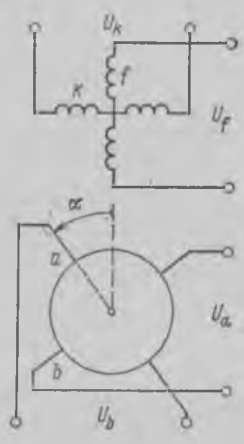


Рис. 49-8. Схема включения ВТ для преобразования декартовых координат при повороте осей.

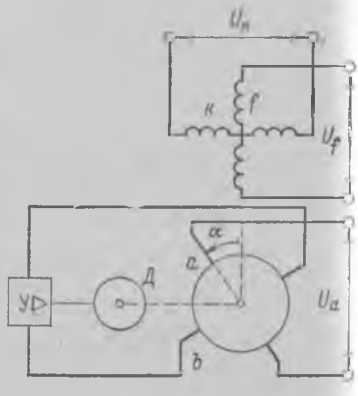


Рис. 49-9. Схема включения ВТ для преобразования декартовой системы координат в полярную.

Для преобразования декартовой системы координат в полярную используют схему включения ВТ по рис. 49-9. К обмоткам статора по-прежнему подводятся напряжения U_f и U_k, совпадающие по фазе, амплитуды которых пропорциональны преобразуемым координатам $U_f \sim y$; $U_k \sim x$. С помощью специальной системы автоматического управления, содержащей исполнительный двигатель $Д$ и усилитель $У$, ротор $ВТ$ поворачивается в такое положение, при котором напряжение на синусной обмотке $U_b = m(U_f \sin\alpha - U_k \cos\alpha) = 0$ (см. ранее). В этом положении напряжение на косинусной обмотке

$$U_a = m\sqrt{U_f^2 + U_k^2} \sim \sqrt{y^2 + x^2},$$

что в определенном масштабе дает радиальную координату $r \sim U_д$. В то же время электрический угол поворота ротора α совпадает с полярным углом θ.

Кроме рассмотренных выше ВТ с магнитными зубчатыми магнитопроводами, получили известное распространение вращающиеся трансформаторы без магнитопровода, называемые индуктосинами. Индуктосин представляет собой плоскую электрическую машину торцевого типа, статор и ротор которой выполнены в виде изоляционных дисков с печатными обмотками. Эти диски расположены соосно. Один из них может поворачиваться на определенный угол. По своим свойствам индуктосин аналогичен многополюсному ВТ с сосредоточенными обмотками, однако отсутствие в нем магнитопровода позволяет избежать погрешностей, связанных с зубчатым строением магнитопроводов статора и ротора.

49-3. ОДНОФАЗНЫЕ СЕЛЬСИНЫ

Сельсинами называют индукционные электромеханические устройства, которые служат для дистанционной передачи угла в самосинхронизирующихся (по-английски — selfsynchronizing) синхронных передачах однофазного переменного тока. По исполнению сельсины делятся на контактные и бесконтактные. На явно выраженных полюсах ротора контактного сельсина расположена сосредоточенная обмотка возбуждения B, получающая питание от сети переменного тока с помощью контактных колец и щеток (на рис. 49-10 последние не показаны). В пазах магнитопровода статора помещаются три распределенные обмотки синхронизации, сдвинутые в пространстве на электрический угол $2\pi/3$ и устроенные аналогично трехфазной обмотке обычной асинхронной машины. Магнитопроводы статора и ротора собраны из изолированных листов электротехнической стали.

Схема включения сельсина-датчика и сельсина-приемника для дистанционной передачи угла в так называемом индикаторном режиме приведена на рис. 49-10 (в индикаторном режиме сельсин-приемник не преодолевает внешнего момента нагрузки и на его валу установлена только указательная стрелка). Обмотки возбуждения B сельсина-датчика и сельсина-приемника включены в общую сеть с напряжением U_1, а концы одноименных фаз обмоток синхронизации C соединяются электрически, как показано на рис. 49-10.

Если углы поворота полюсов роторов датчика $\beta_д$ и приемника $\beta_п$ по отношению к осям одноименных фаз одинаковы ($\beta_д = \beta_п$), то ЭДС, индуктированные пульсирующим полем возбуждения в одноименных фазах обмоток синхронизации датчика и приемника, не отличаются друг от друга:

$$\dot{E}_{aд} = \dot{E}_{aп}; \quad \dot{E}_{bд} = \dot{E}_{bп}; \quad \dot{E}_{cд} = \dot{E}_{cп}.$$

Поскольку в контурах, образованных соединенными фазами обмоток, эти ЭДС направлены встречно, в обмотках синхронизации

не возникает никаких токов, и электромагнитные моменты сельсинов равны нулю. Если полюсы роторов располагаются неодинаковым образом по отношению к осям одноименных фаз и так называемый угол рассогласования $\Delta\beta = \beta_д - \beta_п$ не равен нулю, то равенство ЭДС в одноименных фазах нарушается ($E_{ад} \neq E_{ап}$ и т. д.). В цепи обмоток синхронизации появляются токи, токи обмоток возбуждения также становятся неодинаковыми, и в результате взаимодействия токов статора и ротора на роторы датчика и приемника действуют электромагнитные моменты $M_д$ и $M_п$. Пользуясь известными правилами для определения направлений ЭДС и электромагнитных сил, легко выяснить, что моменты, действующие на роторы датчика и приемника, направлены в противоположные стороны, и под их влиянием угол рассогласования уменьшается.

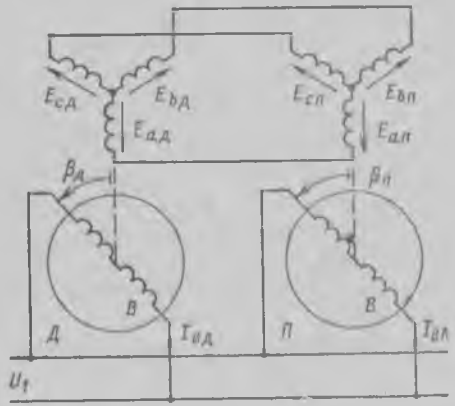


Рис. 49-10. Схема включения однофазных сельсинов в индикаторном режиме работы.

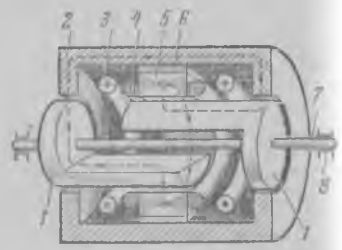


Рис. 49-11. Устройство бесконтактного однофазного сельсина.

При моменте сопротивления на валу приемника, равном нулю, ротор этого сельсина занимает в точности такое же положение, как ротор датчика, и угол $\Delta\beta = 0$.

В реальных устройствах на ротор сельсина-приемника действует небольшой тормозной момент, который складывается из момента от трения в подшипниках, на контактных кольцах, а также момента сопротивления механизма, соединенного с валом сельсина (стрелки указательного прибора-индикатора, перемещаемого контакта потенциометра и др.). Поэтому всегда имеется некоторая ошибка $\Delta\beta$ в передаче угла. К возникновению определенных погрешностей приводят также неточности в изготовлении, дискретная структура активного слоя магнитопроводов и т. д. В зависимости от класса точности сельсины позволяют осуществить передачу угла с максимальной допустимой ошибкой в пределах 0,25—2,5°.

В бесконтактных сельсинах получили распространение две модификации: неявнополюсные сельсины с кольцевым трансформатором и сельсины с когтеобразными полюсами. В первой модификации для питания однофазной обмотки возбуждения B, расположенной на роторе, используется кольцевой трансформатор, устроенный так же, как в бесконтактных поворотных трансформаторах (рис. 49-5). Во второй модификации, предложенной А. Г. Иосифяном и Д. В. Свечарником (рис. 49-11), обмотка возбуждения *3* и обмотка синхронизации *4* располагаются на статоре, а ротор, опирающийся на подшипники *8*, выполняется без обмоток. Обмотка синхронизации *4* размещается в пазах статора *5*, причем и обмотка, и магнитопровод по своей конструкции не отличаются от аналогичных элементов контактного сельсина. Разноименнополюсное поле возбуждения, сцепленное с обмоткой синхронизации, создается в этом сельсине неподвижной обмоткой возбуждения, состоящей из двух кольцеобразных катушек *3*. Катушки *3* питаются переменным током и образуют пульсирующий магнитный поток, который замыкается вокруг катушек по пути, показанному на рис. 49-11 пунктирной линией. Этот путь включает следующие участки: магнитный корпус статора *2*; немагнитный зазор; правый когтеобразный полюс *1*; немагнитный зазор; зубцы и ярмо магнитопровода *5*; немагнитный зазор; левый когтеобразный полюс *1*; немагнитный зазор. Для того чтобы поток не мог пройти от одного полюса к другому, минуя магнитопровод *5* и не сцепляясь с обмоткой *4*, между когтеобразными полюсами имеется большой немагнитный зазор, вал *7* также делают немагнитным. С целью исключения другого нежелательного пути для потока предусматривается большой немагнитный зазор *6* между магнитопроводом *5* и корпусом *2*.

Благодаря такой конструкции поле в магнитопроводе статора изменяется при повороте ротора так же, как в обычном контактном сельсине.

К числу достоинств бесконтактных сельсинов относятся повышенная надежность, большая точность; их недостатками являются усложнение конструкции, увеличенные размеры и масса.

ГЛАВА ПЯТИДЕСЯТАЯ

ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

50-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СЕРИЯХ, ВЫПУСКАЕМЫХ В СССР. СЕРИЯ 4А В ОСНОВНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Асинхронные двигатели выпускаются отечественной промышленностью в виде единых серий, охватывающих все необходимые мощности и частоты вращения.

Двигатели общего применения имеют твердую шкалу мощностей при всех частотах вращения. В основном исполнении они предназначены для питания от сети с частотой 50 Гц. Различными заводами изготовляются двигатели унифицированной конструкции с одинаковыми основными и установочными размерами.

Буквенное обозначение всех серийных асинхронных двигателей включает букву А (асинхронный). Следующие буквы, входящие в обозначение, отражают особенности конструкции двигателей. Серии асинхронных двигателей проектируются централизованно и передаются для освоения на электромашиностроительные заводы. Устаревшие серии, не соответствующие по своим техническим показателям достигнутому уровню развития техники, постепенно заменяются более совершенными новыми сериями.

С 1978 г. асинхронные двигатели от 0,06 до 400 кВт при частотах вращения 500—3000 об/мин выпускаются главным образом в виде серии 4А, которая заменила в этом диапазоне мощностей серию А2, разработанную и освоенную в 60-х годах. В отличие от двигателей предыдущих серий двигатели серии 4А в полной мере удовлетворяют рекомендациям МЭК (Международной Электротехнической Комиссии) в отношении габаритных и установочно-присоединительных размеров, что обеспечивает их взаимозаменяемость с электрическими машинами, изготовляемыми другими фирмами. Благодаря использованию более совершенных электротехнических материалов, новым конструктивным решениям и более совершенной технологии двигатели этой серии обладают большей надежностью и эксплуатационными удобствами, чем двигатели серии А2. По этим показателям и по основным техническим данным двигатели находятся на уровне мировых стандартов.

В основном исполнении двигатели изготавливаются с короткозамкнутым ротором и предназначаются для общего применения в промышленности в условиях умеренного климата (климатическое исполнение V категорий 3 и 4 по ГОСТ 15150-69).

Номинальные значения климатических факторов по ГОСТ 15150-69 и 15543-70, но при этом:

а) высота над уровнем моря не более 1000 м;

б) воздушная среда с запыленностью не более: 2 мг/м^3 для двигателей защищенного исполнения и 10 мг/м^3 для двигателей закрытого обдуваемого исполнения (среда невзрывоопасная, не содержащая агрессивных газов и паров, разрушающих металлы и изоляцию, и токопроводящей пыли).

Номинальные данные двигателей относятся к продолжительному режиму работы при питании от сети 50 Гц.

Двигатели изготовляются в двух вариантах по степени защиты от воздействия окружающей среды по ГОСТ 17494-72 (см. § 33-2); защищенными (IP23) и и закрытыми обдуваемыми (IP44).

Двигатели имеют стандартную шкалу мощностей, применяемую при всех частотах вращения: 0,06; 0,09; 0,12; 0,18; 0,25; 0,37; 0,55; 0,75; 1,1; 1,5; 2,2; 3,0; 4,0; 5,5; 7,5; 11,0; 15,0; 18,5; 22; 30; 37; 45; 55; 75; 90; 110; 132; 160; 200; 250; 315; 400. Шкала высот осей вращения (над фундаментной плитой) соответствует рекомендациям МЭК: 50, 56, 63, 71, 80, 90, 100, 112, 132, 160, 180, 200, 225, 250, 280, 315, 355.

Параметры наименее и наиболее мощных двигателей при каждой из частот вращения приводятся в табл. 50-1.

Обозначение типов двигателей расшифровывается следующим образом:

4 — порядковый номер серии;

А — наименование вида двигателя — асинхронный;

Н — обозначение двигателей защищенного исполнения;

А — станина и щиты из алюминия;

Х — станина из алюминия и чугунные щиты;

50—355 — высота оси вращения;

S, L, M — установочные размеры по длине корпуса;

А, В — обозначение длины магнитопровода (первая длина — А; вторая — В).

Примечание. Обозначение длины магнитопровода дается только в том случае, когда на одном установочном размере по длине корпуса предусмотрены две мощности.

2, 4, 6, 8, 10, 12 — число полюсов;

У — климатическое исполнение двигателей;

3 — категория размещения.

Например: 4АА56А2У3 — электродвигатель серии 4, асинхронный закрытого исполнения, станина и подшипниковые щиты из алюминия, с высотой оси вращения 56 мм, магнитопровод первой длины, двухполюсный, для районов умеренного климата, третьей категории размещения.

Двигатели мощностью от 0,12 до 0,37 кВт изготовляются на напряжение 220/380 В, двигатели мощностью от 0,55 до 110 кВт — на напряжения 220/380 и 380/660 В, двигатели мощностью от 132 до 400 кВт — на напряжение 380/660 В. Количество выводных концов шесть, схема соединения Δ/Y.

Таблица 50-1

Технические данные асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором серии 4А основного исполнения (закрытые обдуваемые)

Тип двигателя	$P_н$, кВт	η, %	cos φ_1	$\frac{M_{max}}{M_н}$	$\frac{M_п}{M_н}$	$\frac{M_{min}}{M_н}$	$\frac{I_п}{I_н}$
			3000 об/мин (синхр.)				
4А50А2У3	0,9	60,0	0,70	2,2	2,0	1,2	5,0
4А355М2У3	315,0	93,0	0,91	1,9	1,0	0,9	7,0
			1500 об/мин (синхр.)				
4А50А4У3	0,06	50,0	0,60	2,2	2,0	1,2	5,0
4А355М4У3	315,0	94,5	0,92	1,9	1,0	0,9	7,0
			1000 об/мин (синхр.)				
4АА63А6У3	0,18	56,0	0,62	2,2	2,0	1,2	4,0
4А355М6У3	200,0	94,0	0,90	1,9	1,0	0,9	7,0
			750 об/мин (синхр.)				
4А71В8У3	0,25	56,0	0,65	1,7	1,6	1,2	3,5
4АХ71В8У3							
4А355М8У3	160,0	93,5	0,85	1,9	1,0	0,9	6,5
			600 об/мин (синхр.)				
4А280S10У3	37,0	91,0	0,78	1,8	1,0	1,0	6,0
4А355М10У3	110,0	93,0	0,83	1,8	1,0	0,9	6,0
			500 об/мин (синхр.)				
4А315S12У3	45,0	90,5	0,75	1,8	1,0	0,9	6,0
4А355S12У3	90,0	92,0	0,76	1,8	1,0	0,9	6,0

Формы исполнения и степени защиты двигателей в зависимости от способа монтажа и высоты оси вращения соответствуют табл. 50-2 (см. § 33-2). Габаритные, установочно-присоединительные размеры и масса двигателей с одним цилиндрическим концом вала для формы исполнения М101 по рис. 50-1 соответствуют табл. 50-3 (в таблицу включены наименее и наиболее мощные двигатели при каждой из частот вращения).

Таблица 50-2

Исполнение (по ГОСТ 2479-65)	Степени защиты (по ГОСТ 17494-72)	Высота оси вращения, мм	Исполнение (по ГОСТ 2479-65)	Степени защиты (по ГОСТ 17494-72)	Высота оси вращения, мм
М101	IP23	160—355	М301	IP44	56—180
М101	IP44	56—355	М303	IP44	200—280
М201	IP44	56—355	М361	IP44	56—100
М211	IP44	56—90			

Изоляция двигателей по классам нагревостойкости (ГОСТ 8865-70, см. § 32-2) выполняется для двигателей с высотами оси вращения 56—63 для класса Е; 71—132 для класса В; 160—355 для класса F.

Таблица 50-3

Основные размеры и массы электродвигателей серии 4А основного исполнения

Тип двигателя	Число полюсов	Размеры, мм						Масса, кг
		l_{30}	h_{31}	l_{10}	d_1	b_{10}	h	
4АА56	2, 4	174	142	63	9	80	50	3,3
4АА63	2, 4, 6	216	162	80	14	100	63	6,3
4А71	2, 4, 6, 8	285	203	90	19	112	71	15,1
4АН160S	2	533	430	178	42	254	160	110
	4, 6, 8				48			115
4АН180S	4, 6, 8	580	470	203	55	279	180	170
4А280S	4, 6, 8, 10	1170	700	368	80	457	280	810
4А355М	2	1410	855	560	85	610	355	1670
	4, 6, 8, 10, 12	1450			100			
4АН280S	4, 6, 8, 10	965	575	368	80	457	280	715
4АН315S	4, 6, 8, 10, 12	1000	650	406	90	508	315	850
4АН355М	2	1225	710	560	85	610	355	1350
	4, 6, 8, 10, 12	1265			100			

Выводное устройство в двигателях с высотами оси вращения 56—250 мм располагается сверху станины (как на рис. 50-1); в двигателях с высотами оси вращения 280—355 мм — с правой стороны, если смотреть на двигатель со стороны

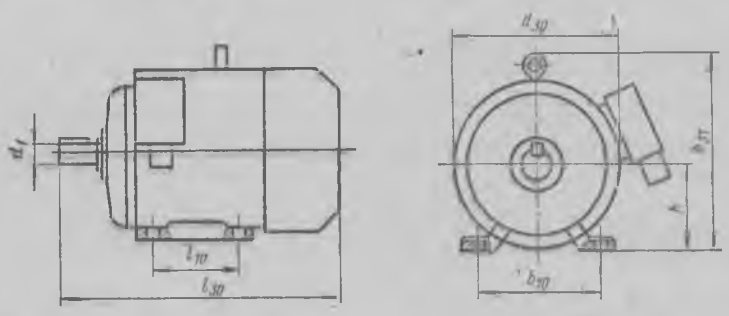


Рис. 50-1. Асинхронный двигатель серии 4А (установочно-присоединительные и габаритные размеры).

выведенного конца вала. Выводное устройство двигателей исполнено в виде коробки выводов с панелью зажимов и одним штуцером для подсоединения водогазопроводной трубы, гибкого металлического рукава или кабеля.

50-2. МОДИФИКАЦИИ СЕРИИ 4А И ДРУГИЕ СЕРИИ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Помимо основного исполнения, серия имеет ряд электрических модификаций, сведенных в табл. 50-4. Кроме того, имеется несколько специализированных исполнений: тропическое, химостойкое, влагоморозостойкое, на частоту 60 Гц и др. Размеры всех модификаций и специализированных исполнений (за исключением

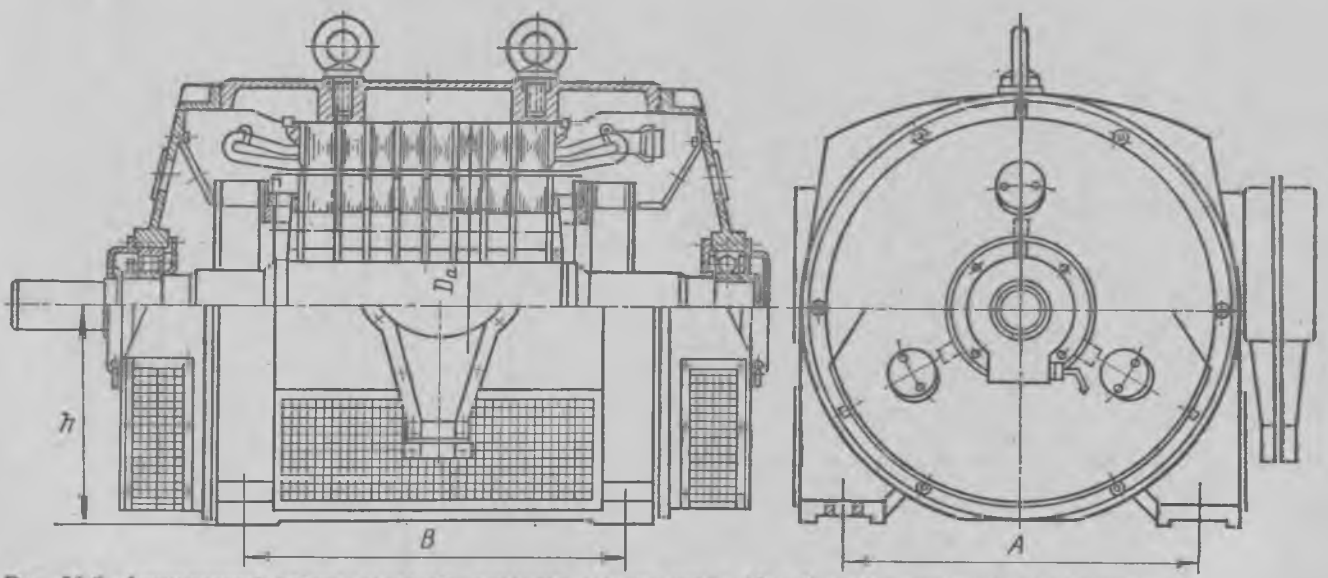


Рис. 50-2. Асинхронный электродвигатель верхнего отрезка серии А2 в брызгозащищенном исполнении.

двигателей с фазным ротором) совпадают с размерами соответствующих двигателей основного исполнения.

После внедрения серии 4А двигатели мощностью от 200 до 1250 кВт при частотах вращения 500—3000 об/мин и напряжении 6000 В будут выпускаться в виде верхнего отрезка серии А2, который включает четыре габарита (12, 13, 14, 15), отличающихся внешними диаметрами магнитопровода статора и высотами осей вращения вала. Отрезок серии имеет твердую шкалу мощностей: 200, 250, 320, 400, 500, 630, 800, 1000, 1250 кВт. На каждом из габаритов имеются 2—3 варианта по длине магнитопровода.

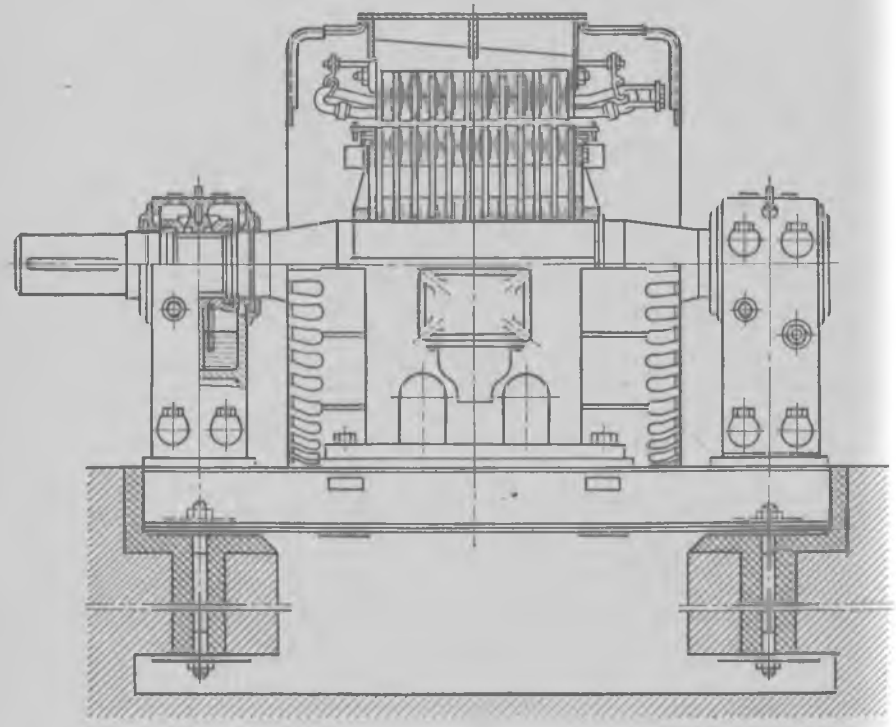


Рис. 50-3. Асинхронный электродвигатель серии АН 14-го или 15-го габаритов (в открытом исполнении).

По способу защиты от воздействия окружающей среды двигатели имеют два исполнения: брызгозащищенное (обеспечивается защита от попадания внутрь машины капель, падающих под углом 60° к вертикали, рис. 50-2); двигатели обозначаются А2 и АК2 — соответственно с короткозамкнутым и фазным роторами; закрытое (обеспечивается защита от попадания твердых тел диаметром не менее 1 мм и брызг воды любого направления; двигатели обозначаются АО2 и АОК2).

Диапазон мощностей от 200 до 2000 кВт при частотах вращения 250—1000 об/мин и напряжениях 6000 В охватывается двигателями серии АН 14—18-го габаритов. Электродвигатели АН (с короткозамкнутым ротором) и АКН (с фазным ротором) нормально имеют открытое исполнение (рис. 50-3).

Таблица 50-4

Электрические модификации асинхронных электродвигателей

Тип модификации	Назначение
С повышенным пусковым моментом	Для привода механизмов с большой нагрузкой в момент пуска (компрессоры, дробилки, глиномялки и др.)
С повышенным скольжением	Для привода механизмов с большими моментами инерции, с нагрузкой пульсирующего характера, с большой частотой пусков и реверсов
С повышенными энергетическими показателями (η, $\cos\varphi$)	Для привода механизмов с круглосуточной работой, при которой особое значение имеет повышение КПД
С фазным ротором	Применяется в случае, когда мощность питающей сети недостаточна для пуска электродвигателей с короткозамкнутым ротором, а также для приводов с плавным регулированием частоты вращения вниз от синхронной
Малошумные	Приводы с повышенными требованиями по уровню шума
Многоскоростные (с двумя обмотками или с переключением обмотки на два числа полюсов)	Для привода механизмов со ступенчатым регулированием частоты вращения (станки, лебедки и т. д.)
Встраиваемые	Для встраивания в станки и механизмы

ЧАСТЬ ПЯТАЯ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИНХРОННЫХ МАШИНАХ

51-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН

Синхронной машиной называется двухобмоточная электрическая машина переменного тока, одна из обмоток которой присоединена к электрической сети с постоянной частотой ω_1, *а вторая — возбуждается постоянным током* ($\omega_2 = 0$) [1].

Наибольшее распространение получили синхронные машины с трехфазной разноименнополюсной p-периодной обмоткой на статоре (гл. 22) и с разноименнополюсной p-периодной обмоткой возбуждения на роторе (рис. 51-1, *а*).

Машины этого исполнения называют просто «синхронными машинами», в то время как синхронные машины иных исполнений относятся к «специальным синхронным машинам».

Синхронные машины небольшой мощности (2—5 кВт) иногда изготавливаются в обращенном исполнении с обмоткой возбуждения на статоре и с трехфазной обмоткой на роторе (рис. 51-1, *б*).

Оба исполнения в электромагнитном отношении равноценны, однако для крупных синхронных машин предпочтительнее основное исполнение (рис. 51-1, *а*), так как в этом случае с помощью скользящего контакта подводится мощность возбуждения, составляющая 0,3—2% преобразуемой мощности, а не полная мощность, как в обращенном исполнении.

Примечание. Трехфазная обмотка переменного тока называется иногда в синхронных машинах якорной обмоткой. Соответственно часть машины, несущая якорную обмотку, называется якорем; часть машины, несущая обмотку возбуждения, — индуктором. В основном исполнении статор является якорем, ротор — индуктором, в обращенном исполнении — наоборот.

В синхронных микромашинах для образования поля возбуждения часто используются постоянные магниты.

Синхронные машины широко используются в промышленности. Основная область их применения — преобразование механической энергии в электрическую энергию. Преобладающая часть электрической энергии, используемой в народном хозяйстве и в бытовых

[1] В более широком смысле синхронной называется двухобмоточная машина переменного тока, обе обмотки которой питаются от сетей с постоянными частотами ω_1 и ω_2 (см. § 21-2).

целях, производится с помощью синхронных трехфазных турбогенераторов и гидрогенераторов. Первые приводятся во вращение паровыми или газовыми турбинами, вторые — гидротурбинами.

Синхронные генераторы с приводом от других типов двигателей (дизельных, внутреннего сгорания, поршневых паровых и др.) выполняются на небольшую мощность для питания автономных нагрузок.

Синхронные машины применяются также и в качестве двигателей, особенно в крупных установках (привод поршневых компрессоров, воздуходувок, гидравлических насосов), так как в отличие от асинхронных двигателей они способны генерировать,

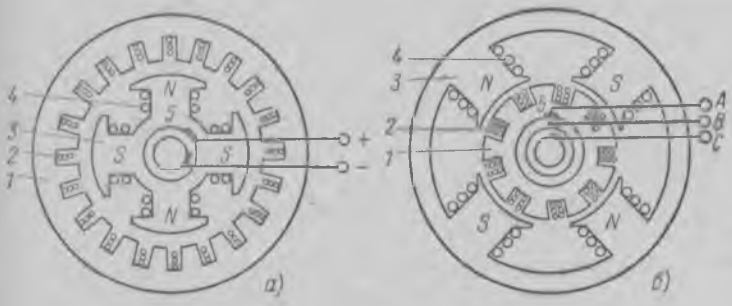


Рис. 51-1. Возможные исполнения синхронной машины: основное (*а*) и обращенное (*б*).

1 — магнитопровод якоря; *2* — якорная трехфазная обмотка; *3* — магнитопровод индуктора; *4* — обмотка возбуждения; *5* — токосъемное устройство.

а не потреблять реактивную мощность. Большое распространение получили также синхронные микродвигатели (особенно синхронные микродвигатели с постоянными магнитами).

Обычно синхронные машины рассчитываются таким образом, чтобы они могли генерировать реактивную мощность, примерно равную активной мощности (соответственно около 0,6 и около 0,8 полной мощности). В ряде случаев оказывается выгодным устанавливать около крупных промышленных центров синхронные машины, предназначенные исключительно для генерирования реактивной мощности. Эти синхронные машины называются синхронными компенсаторами.

Согласно общему стандарту на электрические машины (ГОСТ 183-74), а также стандартам на турбогенераторы (ГОСТ 533-68), гидрогенераторы (ГОСТ 5616-72) и синхронные компенсаторы (ГОСТ 609-75) к числу номинальных данных синхронной машины, указываемых на табличке, относятся:

а) номинальная мощность (для генераторов и синхронных компенсаторов — полная электрическая мощность, кВ·А; для двигателей — механическая мощность на валу двигателя, кВт);

б) номинальный коэффициент мощности (при перевозбуждении);

в) номинальный КПД (только для двигателей);

г) схема соединения фаз обмотки статора;

д) номинальное линейное напряжение обмотки якоря (статора) в вольтах;

е) номинальная частота вращения, об/мин (для гидрогенераторов указывается еще и угонная частота вращения);

ж) номинальная частота тока якоря, Гц;

з) номинальный линейный ток якоря, А;

и) номинальные напряжения и ток обмотки возбуждения.

Все промышленные синхронные машины выполняются в СССР на стандартизованную частоту 50 Гц. Требуемая синхронная частота вращения n, об/мин (или угловая скорость Ω, рад/с), обеспечивается выбором соответствующего числа периодов обмоток

$$p = \frac{60f}{n} = \frac{2\pi f}{\Omega}.$$

Числа периодов обмоток для некоторых возможных частот вращения приведены ниже:

p	1	2	3	4	8	16	32	61
n, об/мин	3000	1500	1000	750	375	187,5	93,7	46,9

В зависимости от мощности турбины и напора воды частота вращения гидрогенераторов колеблется в пределах от 50 до 600 об/мин. Большие частоты вращения относятся к высоконапорным ГЭС с турбинами небольшой мощности, меньшие частоты — к низконапорным ГЭС с крупными турбинами.

Турбогенераторы, как правило, выполняются на частоту вращения 3000 об/мин и имеют соответственно число периодов $p = 1$. При $p = 2$ изготовляются турбогенераторы для атомных электростанций (АЭС), где при имеющихся параметрах пара иногда не удается получить частоту вращения турбины более 1500 об/мин.

Особенности условий работы гидрогенератора и турбогенератора накладывают отпечаток на конструкцию этих машин. Гидрогенераторы (рис. 51-2) выполняются преимущественно с вертикальной осью вращения. Турбина располагается под гидрогенератором, и ее вал, несущий рабочее колесо, сопрягается с валом генератора с помощью фланцевого соединения. Так как частота вращения мала, а число полюсов велико, ротор генератора выполняется с большим диаметром и сравнительно малой активной длиной. Обычно ротор имеет явнополюсное исполнение (см. ниже). Активные части у этой тихоходной машины занимают сравнительно малую долю ее общего объема. Большую часть объема занимают конструктивные части: опорный подшипник — подпятник, воспринимающий массу вращающихся частей генератора и турбины; направляющие подшипники, придающие оси ротора определенное положение в пространстве; верхняя и нижняя крестовины, несущие на себе подпятник и подшипники, корпус статора, остов ротора, воздухоохладители, маслоохладители и др.

Гидроагрегаты, объединяющие турбину и гидрогенератор, являются крупнейшими из используемых в промышленности машин. Их мощность достигает 200—600 МВ·А, высота 20—30 м. Гидрогенераторы, изготовленные в СССР для Саяно-Шушенской ГЭС, являются самыми мощными в мире. Они имеют мощность 715 МВ·А при частоте вращения 143 об/мин. Внешний диаметр генератора около 15 м, диаметр его ротора около 12 м, длина магнитопровода статора 2,75 м.

Турбогенераторы, наоборот, почти всегда выполняются с горизонтальной осью вращения (см. рис. 51-5). Диаметр ротора турбогенератора значительно меньше, чем его активная длина, ротор обычно имеет неявнополюсное исполнение (см. ниже). Предельный диаметр ротора при частоте вращения 3000 об/мин по условиям механической прочности составляет 1,2—1,25 м. Активная длина ротора по условиям механической жесткости не превышает 6,0—6,5 м. Благодаря уменьшению размеров конструктивных частей активные части занимают в турбогенераторе относительно больший объем.

Характерное для генераторостроения постоянное стремление к увеличению мощности в единице реализуется применительно к турбогенераторам главным образом за счет внедрения более интенсивных способов охлаждения без заметного увеличения габаритных размеров. Турбогенераторы мощностью 800—1000 МВт, построенные в 70-е годы, имеют практически такие же габаритные размеры, как турбогенераторы мощностью 100 МВт, выпускавшиеся в 40-е годы, и отличаются от последних только тем, что в них применяется непосредственное охлаждение проводников обмоток водородом при давлении до $5 \cdot 10^5$ Па, дистиллированной водой или маслом.

В СССР освоен серийный выпуск турбогенераторов мощностью 300—500 МВт, осваивается выпуск машин 800—1000 МВт.

Синхронные двигатели выпускаются в СССР серийно мощностью от 100 кВт до нескольких десятков тысяч киловатт и на частоты вращения от 3000 до 100 об/мин. При частотах вращения 3000, 1500 об/мин двигатели выполняются с неявнополюсными роторами и их конструкция близка к конструкции турбогенератора; при частотах вращения 1000 об/мин и менее двигатели выполняются с явнополюсными роторами и их конструкция близка к конструкции гидрогенератора при вертикальном исполнении или дизель-генератора при горизонтальном исполнении.

Освоен также серийный выпуск синхронных микродвигателей различных типов в широком диапазоне частот вращения (от нескольких оборотов в минуту до 3000 об/мин) и мощностей (от долей ватта до нескольких сотен ватт).

Для гидроаккумулирующих электростанций применяются обратимые гидрогенераторы-двигатели. Приводя в движение насос, перекачивающий воду в верхний резервуар, обратимые машины работают в режиме двигателя. Наоборот, приводимые в движение

турбиной, в которую поступает вода из верхнего резервуара, эти машины работают в режиме генератора. Мощность обратимых машин может достигать 200—300 МВт.

Синхронные компенсаторы выпускаются в СССР на мощности от 15 до 160 МВ·А при частотах вращения 750—1000 об/мин. Ротор этих машин имеет явнополюсное исполнение. Охлаждение обычно водородное. В зависимости от мощности и частоты вращения номинальное напряжение обмотки якоря (статора) синхронных машин выбирается из числа стандартных напряжений: 0,23; 0,4; 3,15; 6,3; 10,5; 13,8; 15,75 кВ (для генераторов) и 0,22; 0,38; 3; 6; 10 кВ (для двигателей). В крупных турбогенераторах и гидрогенераторах номинальное напряжение обмотки якоря иногда приходится брать нестандартным от 18 до 24 кВ. Номинальное напряжение обмотки возбуждения выбирается в пределах от 24 до 400 В.

С ростом мощности и частоты вращения КПД машины увеличивается. При мощности 100—4000 кВ·А он составляет 0,9—0,95; в гидрогенераторах и турбогенераторах большой мощности он достигает 0,97—0,99. Более подробные технические данные выпускаемых в СССР синхронных машин приводятся в гл. 62.

51-2. КРАТКИЕ ИСТОРИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О СИНХРОННЫХ МАШИНАХ

Однофазный многополюсный синхронный генератор был изобретен в 1832 г. всего через 1 год после открытия Фарадеем явления электромагнитной индукции. Анонимный изобретатель, скрывший свое имя под латинскими буквами Р. М., предложил интересную конструкцию однофазного генератора с возбуждением от постоянных магнитов. Магниты подковообразной формы были укреплены на периферии вращающегося диска и образовывали систему полюсов чередующейся полярности. Напротив магнитов располагались неподвижные стальные массивные сердечники с катушками, установленными на стальном кольце, играющем роль ярма. Число сердечников совпадало с числом полюсов магнитов. Дальнейшее совершенствование синхронных генераторов надолго задержалось, так как для всех практических применений в то время требовался постоянный ток.

Только в 1863 г. англичанином Г. Уайльдом было реализовано применительно к синхронному генератору предложение В. И. Зинстедена (1851 г.) о замене постоянных магнитов элегромагнитами, возбуждаемыми от вспомогательного магнитоэлектрического генератора постоянного тока, названного впоследствии возбудителем.

Неподвижный индуктор однофазного синхронного генератора Уайльда представлял собой П-образный электромагнит, полюсные наконечники которого охватывали вращающийся якорь. Для питания электромагнита был приспособлен отдельный магнитоэлектрический генератор-возбудитель. Вместо ранее применявшегося стержневого якоря Уайльд использовал предложенный в 1856 г. немецким электротехником и предпринимателем В. Сименсом якорь с магнитопроводом двутаврового сечения, называемый теперь явнополюсным. Магнитопровод якоря имел форму цилиндра, в продольные углубления на поверхности которого укладывалась обмотка, выведенная на контактные кольца.

Существенным стимулом для работ в области синхронных генераторов явилась электрическая свеча Яблочкова, для питания которой требовался переменный ток. Сразу же после ее изобретения в 1876 г. однофазные синхронные генераторы стали выпускаться на заводе Грамма серийно, в то время как до этого они выпускались единицами на базе машин постоянного тока. Уже в 1876 г. Яблочков разработал совместно с заводом Грамма несколько однотипных синхронных генера-

торов, специально предназначенных для питания различного количества свечей (4, 6, 16, 20 свечей). Эти генераторы по существу представляли собой многофазные синхронные машины с электрически несвязанными фазами. Так, в генераторе на 16 свечей на кольцевом неподвижном якоре размещалось 16 катушек; на роторе 8 явно выраженных полюсов, возбуждавшихся постоянным током. Катушки соединялись между собой таким образом, что образовывались две электрически несвязанные фазы, ЭДС которых были сдвинуты во времени на $^1/_4$ периода.

Магнитопроводы якорей генераторов переменного тока до конца 80-х годов не шихтовались. Для снижения нагрева массивных якорей от потерь, связанных с вихревыми токами, стремились уменьшить объем магнитопровода, а некоторые генераторы стали изготавливать без магнитопроводов якоря. Несмотря на то, что это, естественно, приводило к увеличению сопротивления магнитной цепи и к снижению эффективности, в то время строились довольно крупные машины переменного тока. Так, в 1882 г. английским инженером Дж. Гордоном был построен двухфазный синхронный генератор с электрически несвязанными фазами, предназначенный для питания свечей Яблочкова. Генератор приводился во вращение паровой машиной с частотой 146 об/мин и развивал мощность 115 кВт. Последний период в развитии генераторов переменного тока связан с именем основоположника трехфазной системы токов, М. О. Доливо-Добровольского, разработавшего все основные элементы этой системы, в том числе и трехфазные синхронные генераторы.

Доливо-Добровольский предложил использовать для генерирования трехфазных токов якорную барабанную обмотку машины постоянного тока, предварительно разбив ее на три части и соединив эти части в треугольник или в звезду. Таким образом, была найдена конструкция генератора, необходимого для питания связанной трехфазной системы, которая отличается той особенностью, что она требует для передачи и распределения энергии не шесть проводов, как в системе без электрической связи между фазами, а три провода. Им же в 1890 г. была разработана четырехпроводная система трехфазной цепи с нейтральным проводом, в качестве которого он предложил использовать землю.

Первый трехфазный генератор был спроектирован главным инженером фирмы «Эрликон» Ч. Броуном в сотрудничестве с Доливо-Добровольским для экспериментальной передачи Лауфен—Франкфурт, пуск которой был приурочен к международной электротехнической выставке 1891 г. Генератор приводился в движение гидротурбиной и имел следующие технические данные: мощность 230 кВ·А, частота вращения 150 об/мин, частота 40 Гц, линейное напряжение 95 В. В этом генераторе были использованы все достижения в области конструирования машин постоянного тока, накопленные к тому времени: барабанная обмотка якоря, уложенная в пазы зубчатого шихтования магнитопровода. Принятое в этом генераторе наиболее рациональное размещение трехфазной обмотки на статоре и обмотки возбуждения на роторе сохранилось во всех современных синхронных машинах.

Вместо явнополюсной конструкции, разработанной для однофазных синхронных генераторов, Ч. Броун применил оригинальное исполнение ротора. Обмотка возбуждения (общая для всех полюсов) имела форму кольца, охватывающего вал, и была размещена между двумя стальными щеками с когтеобразными выступами, образующими систему полюсов чередующейся полярности. Это исполнение ротора впоследствии себя не оправдало, и теперь его можно встретить только в специальных синхронных генераторах (см. гл. 63).

Разработка неявнополюсных синхронных машин связана с появлением паровых турбин, имеющих значительно большие частоты вращения и КПД, чем поршневые паровые машины. Паровые турбины впервые были использованы для привода трехфазных генераторов в 1899 г. В этом году была пущена электрическая станция в немецком городе Эльберфельде, на которой были установлены многоступенчатые реактивные турбины, изобретенные Ч. А. Парсонсом в 1884 г. Они приводили во вращение турбогенераторы мощностью 1000 кВт. Первоначально роторы турбогенераторов имели явно выраженные полюсы с сосредоточенной обмоткой возбуждения, и только в первом десятилетии XX в. стали изготовляться турбогенераторы с неявнополюсным ротором с распределенной обмоткой возбуждения.

51-3. КОНСТРУКЦИЯ СИНХРОННЫХ ЯВНОПОЛЮСНЫХ МАШИН

Конструкция синхронной машины и в первую очередь конструкция ее ротора существенным образом зависят от заданной частоты вращения [1]. При $n < 1500$ об/мин и соответственно при $p > 2$, т. е. в гидрогенераторах, синхронных компенсаторах и тихоходных двигателях, применяется явнополюсное исполнение ротора. Машина с таким ротором называется явнополюсной. При $n = 3000$ (1500) об/мин и соответственно $p = 1$ (2), т. е. в турбогенераторах и турбодвигателях, применяется неявнополюсное исполнение ротора и машина называется неявнополюсной.

Конструктивную компоновку явнополюсной синхронной машины рассмотрим на примере вертикального гидрогенератора, показанного в разрезе на рис. 51-2.

Статор синхронной машины не отличается по своему устройству от статора асинхронной машины. При наружном диаметре магнитопровода статора менее 1 м последний набирается из цельных кольцевых пластин электротехнической стали (см. гл. 39, рис. 39-1, 39-3, 39-6). При наружном диаметре магнитопровода статора более 1 м, т. е. в большинстве синхронных машин, каждый кольцевой слой магнитопровода набирается из многих пластин, называемых сегментами (такая же конструкция применяется в этом случае и в асинхронных машинах).

Сегменты (рис. 51-3) штампуются из листовой или рулонной электротехнической стали толщиной 0,5 мм. На наружной поверхности ярма сегмента предусматриваются специальные выемки, с помощью которых осуществляется крепление сегментов в конструктивных частях. Окружные размеры сегментов и расположение выемок, имеющих обычно форму ласточкина хвоста, выбираются таким образом, чтобы в одном слое укладывалось целое число сегментов, а сегменты следующего слоя могли бы быть смещены относительно предыдущего слоя на целую часть окружного размера сегмента (обычно на $^1/_2$). Последнее необходимо для того, чтобы зазоры между сегментами шунтировались сегментами соседних слоев таким же образом, как в магнитопроводе трансформатора, набранном из отдельных пластин. Из двух возможных исполнений сегментов по рис. 51-3 предпочтительнее исполнение рис. 51-3, *а*, в котором все зубцы сегмента обладают одинаковой прочностью и виброустойчивостью.

Магнитопровод статора из сегментов *3* (см. рис. 51-2) собирается на клиньях станины *1*, которые входят в углубления сегментов в виде ласточкиных хвостов. Крепление клина *1* к станине *2* показано на рис. 51-4. Другой вариант конструкции крепления клина *7* к станине *1* с помощью косынок *8* приведен

---

[1] Конструкция синхронных машин рассматривается здесь применительно к крупным синхронным машинам. Сведения о конструкции синхронных микромашин приводятся в гл. 63.

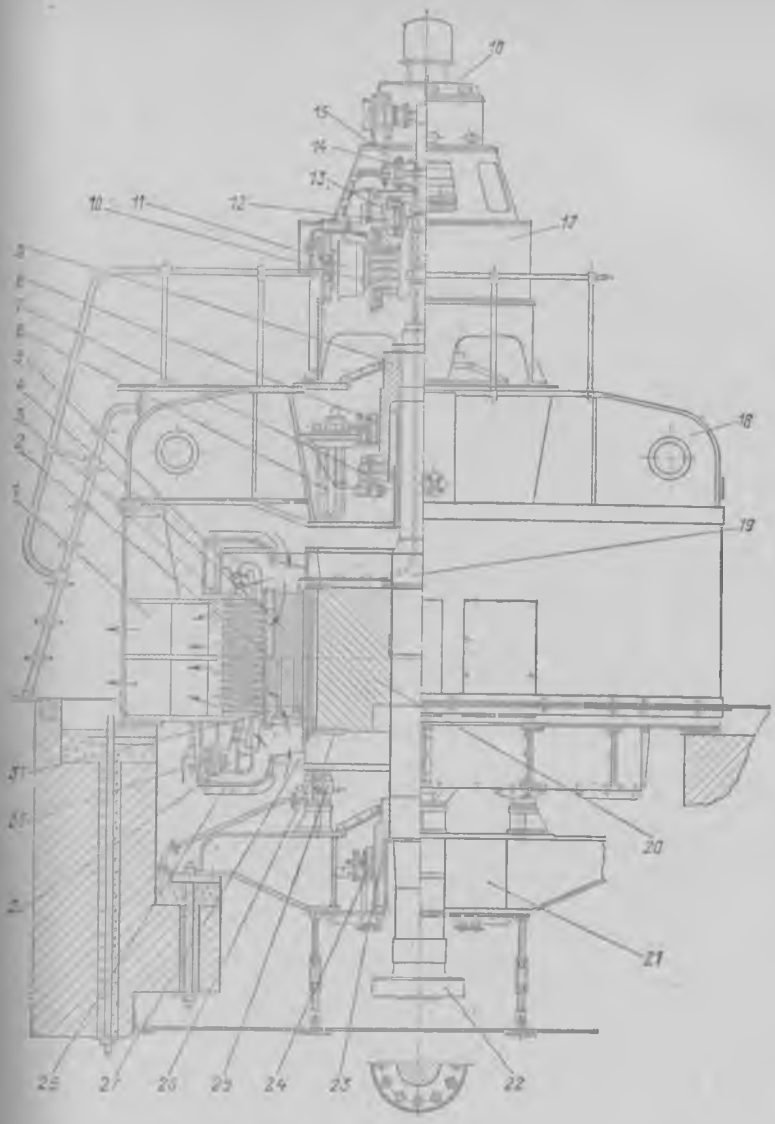


Рис. 51-2. Явнополюсная синхронная машина (гидрогенератор) с косвенным воздушным охлаждением.

1 — корпус статора; *2* — полюс ротора; *3* — пакет магнитопровода статора; *4* — катушка обмотки возбуждения; *5* — кронштейн для крепления обмотки; *6* — маслоохладитель; *7* — сегмент подпятника; *8* — сегмент верхнего направляющего подшипника; *9* — втулка подпятника и направляющего подшипника; *10* — якорь возбудителя; *11* — полюс возбудителя с обмоткой; *12* — коллектор возбудителя; *13* — щеточное устройство возбудителя; *14* — контактные кольца машины; *15* — щеточное устройство контактных колец; *16* — регуляторный генератор; *17* — станина возбудителя; *18* — верхняя крестовина; *19* — соединение между обмоткой возбуждения машины и контактными кольцами; *20* — обод ротора; *21* — нижняя крестовина; *22* — вал; *23* — втулка нижнего направляющего подшипника; *24* — сегмент нижнего направляющего подшипника; *25* — тормоз; *26* — тормозное кольцо ротора; *27* — осевой вентилятор; *28* — воздухоразделительный щит; *29* — катушка обмотки статора; *30* — выводы обмотки статора; *31* — нажимная щека полюса.

на рис. 51-5. В осевом направлении пакет магнитопровода *6* прессуется с помощью нажимных сегментов *4*, сквозных шпилек *3* и гаек *2*, стягивающих эти сегменты. Шпильки располагаются между клиньями *7*, поэтому на разрезе, сделанном по клину, шпильки видны на заднем плане. Нажимный сегмент *4* и вентиляционный сегмент *5*,

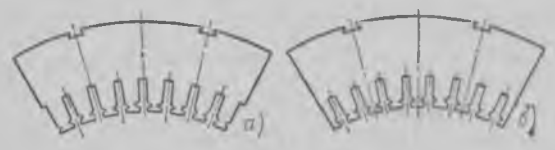


Рис. 51-3. Сегменты магнитопровода статора.

а — с краями по середине паза; *б* — с краями по середине зубца.

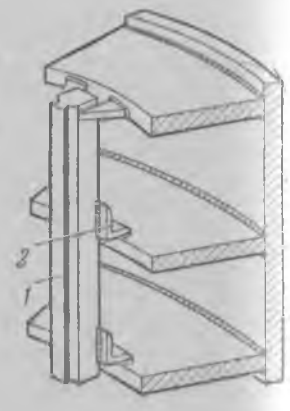


Рис. 51-4. Приварка клиньев к кольцам станины.

необходимый для образования радиальных каналов в магнитопроводе, показаны рядом с разрезом статора в аксонометрии. Пластины *9* крепят шпильки *3* к станине и предотвращают их вибрацию.

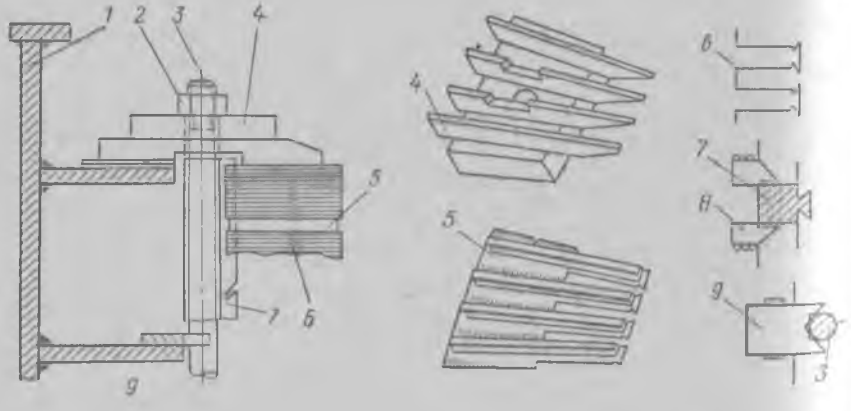


Рис. 51-5. Крепление магнитопровода из сегментов в станине статора.

Пазы магнитопровода статора выполняются, как правило, открытыми. В них укладывается трехфазная разпополюсная обмотка *29* (см. рис. 51-2).

В крупных явнополюсных синхронных машинах, рассчитанных на напряжение 3 кВ и более, применяются двухслойные обмотки двух типов: многовитковые петлевые катушечные (два—шесть витков) и волновые стержневые (одновитковые). Конструкция пазовой

изоляции катушечной многовитковой (*а*) и стержневой (*б*) обмоток представлена на рис. 51-6. Виток или стержень обмотки состоит из четного числа элементарных изолированных проводников прямоугольного сечения, расположенных в два ряда по ширине паза.

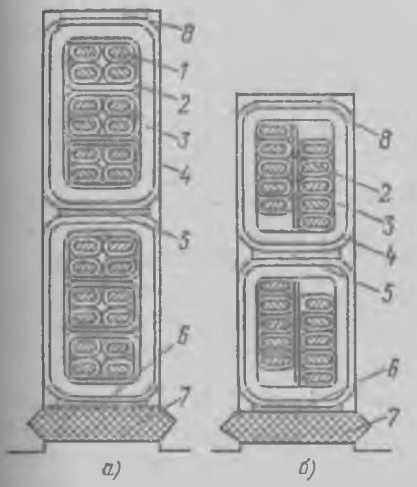


Рис. 51-6. Разрезы пазов магнитопровода с уложенной в них двухслойной катушечной (*а*) и двухслойной стержневой (*б*) обмотками.

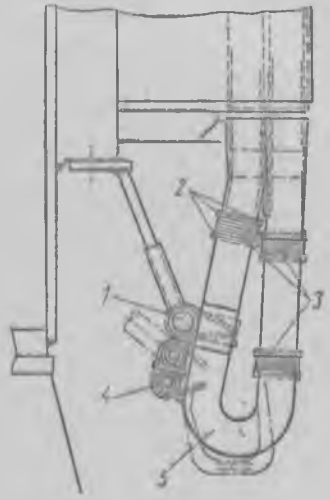


Рис. 51-7. Крепление лобовой части обмотки статора.

Для уменьшения добавочных потерь в катушечных обмотках транспонируют выводные концы катушек и межгрупповые соединения, в стержневых обмотках — элементарные проводники в пазовой части обмотки (см. § 31-2).

В многовитковой катушечной обмотке (рис. 51-6, *а*) витки, состоящие из одного или нескольких проводников *1*, изолируются друг от друга с помощью витковой изоляции *2*. Для изоляции витков катушки от заземленных частей служит корпусная изоляция *3*. В стержневой обмотке (рис. 51-6, *б*) корпусная изоляция *3* служит одновременно и витковой изоляцией. Изоляционная прокладка *2* отделяет соседние ряды элементарных проводников, напряжение между которыми очень мало (на два порядка меньше виткового). С целью уменьшения напряженности электрического поля в воздушных промежутках между корпусной изоляцией и магнитопроводом применяется полупроводящее изоляционное покрытие *4*. На проводники обмоток при протекании по ним переменных токов действуют в машинах большой мощности значительные электромагнитные силы. Эти силы особенно велики при некоторых переходных процессах, например при пусках или внезапных коротких замыканиях, и для того, чтобы они не вызвали разрушения обмоток или появления недопустимых вибраций, необходимо надежно закреплять пазовые и

лобовые части стержней (или катушек), а также соединения между ними. Стержни (катушки) закрепляются в пазах с помощью немагнитных составных клиньев из изоляционного материала, которые забиваются в специальные углубления в стенках пазов (*7* на рис. 51-6). Под клинья, между слоями и на дно паза помещаются изоляционные прокладки *6*, *5*, *8*, толщина которых подбирается по месту так, чтобы зазор между клином и обмоткой отсутствовал.

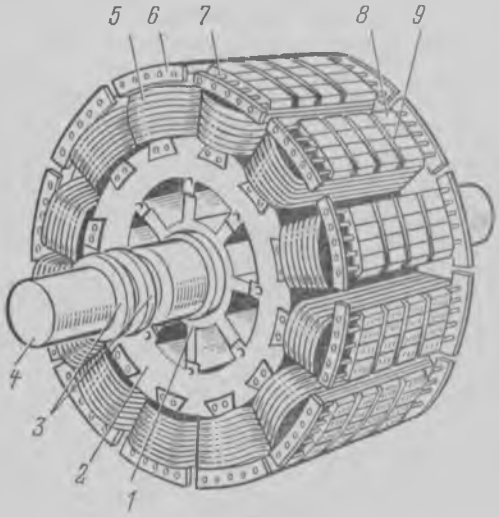


Рис. 51-8. Внешний вид явнополюсного ротора.

1 — остов ротора; *2* — обод ротора; *3* — контактные кольца; *4* — вал; *5* — катушка обмотки возбуждения; *6* — сегмент демпферной обмотки; *7* — стержень демпферной обмотки; *8* — пакет сердечника полюса; *9* — вентиляционный канал в полюсе.

Лобовые части *5* (рис. 51-7) укрепляются с помощью дистанционных распорок *2*, располагающихся между соседними стержнями, и бандажных колец *1*, охватывающих лобовые части снаружи. Для стягивания соседних стержней в зоне дистанционных распорок используется прочный шнур *3*; таким же шнуром стержни (или катушки) привязываются к бандажным кольцам (в крупных машинах может быть несколько бандажных колец с каждой стороны статора). Соединения между катушками *4* крепятся с помощью шнура к лобовым частям (как на рис. 51-7) или к специальным кронштейнам, прикрепленным к станине (как на рис. 51-2).

Магнитопровод ротора синхронной явнополюсной машины, возбуждаемой постоянным током, может быть выполнен из ферромагнитных материалов сплошным или набранным из отдельных пластин, толщина которых определяется технологическими соображениями. В генераторе по рис. 51-2 полюсы *2* набраны из стальных штампованных пластин толщиной 1,5 мм, обод (ярмо) ротора *20* выполнен массивным из стальной поковки и насажен на вал *22*. В отдельных случаях применяются массивные полюсы. Чаще всего обод ротора набирается из стальных пластин толщиной 2—6 мм (если пластины штампуются) и до 100 мм (если они вырезаются пламенем газовой горелки). Пластины стягиваются шпильками. При малом наружном диаметре (до 2—4 м) обод изготавливается из цельных кольцевых пластин и насаживается непосредственно на вал. При бо́льших диаметрах обод собирается на стяжных шпильках из отдельных сегментов и крепится на ос-

тове *1*, как, например, в явнополюсном роторе, внешний вид которого показан на рис. 51-8. Для улучшения вентиляции машин, имеющих значительную осевую длину, обод выполняется подразделенным на несколько пакетов, между которыми имеются каналы для прохождения охлаждающего воздуха к периферийным зонам ротора. Иногда (рис. 51-8) радиальные вентиляционные каналы *9*

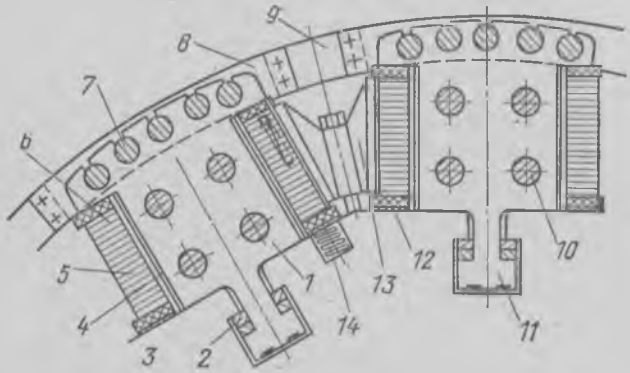


Рис. 51-9. Поперечный разрез явнополюсного ротора.

1 — полюс; *2* — встречные клинья хвостового крепления; *3* — изоляционная шайба; *4* — корпусная изоляция полюса; *5* — голый проводник обмотки возбуждения; *6* — витковая изоляция проводников; *7* — стержень демпферной обмотки; *8* — сегмент демпферной обмотки; *9* — гибкое соединение между сегментами; *10* — стяжная шпилька; *11* — хвост полюса *Т*-образной формы; *12* — стальная шайба; *13* — межполюсная распорка; *14* — пружина.

предусматриваются и в полюсах. Для того чтобы имелась возможность установить заранее изготовленные катушки *4* обмотки возбуждения на полюсы, имеющие меньшую ширину, чем полюсные наконечники, наконечники полюсов или полюсы целиком должны быть выполнены отъемными. На рис. 51-9 приведена наиболее распространенная конструкция, в которой применены отъемные полюсы, набранные из пластин *1* листовой стали толщиной 1—2 мм и стянутые в осевом направлении шпильками *10*. Крепление полюсов осуществляется с помощью Т-образных хвостов *11*, каждый из которых заклинивается двумя парами встречных стальных клиньев *2* прямоугольного сечения.

Важным элементом конструкции полюсов, набранных из листовой стали, являются нажимные щеки, которые необходимы для распределения сил запрессовки от стяжных шпилек *10* по всей поверхности штампованного листа полюса. Нажимные щеки *31*, имеющие форму пластины полюса, хорошо видны на продольном разрезе генератора (см. рис. 51-2).

Катушки обмотки возбуждения наматываются на ребро из голой шинной меди большого сечения (200—800 мм^2), имеющей либо прямоугольный профиль *5* (на рис. 51-9), либо (для крупных гидрогенераторов) специальный профиль в виде «топорика», позволяющий увеличить поверхность охлаждения катушки.

После установки между соседними витками изоляционных прокладок *6*, пропитанных в термореактивной смоле, катушку прессуют и в таком виде запекают. Корпусная изоляция *4* накладывается на полюсы до установки катушек. Конструкция крепления катушки на полюсе ясна из рис. 51-9. Направленная вдоль оси полюса составляющая центробежной силы пазовых частей катушки воспринимается кромками полюсного наконечника, изолированными от катушки шайбой *3*.

Для предотвращения радиальных смещений катушки при малых частотах вращения в углублениях ярма размещаются пружины *14*,

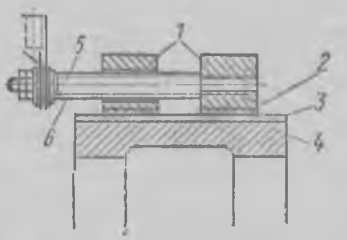


Рис. 51-10. Контактные кольца обмотки возбуждения синхронной машины

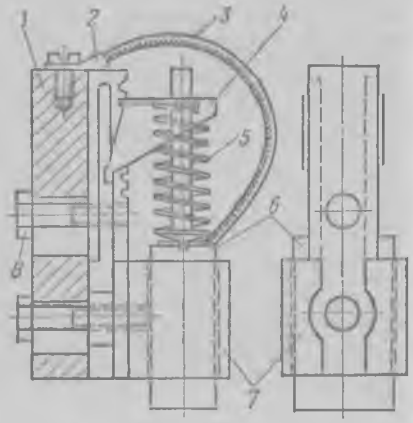


Рис. 51-11. Щеткодержатель

которые через стальную шайбу *12* и изоляционную шайбу *3* прижимают катушку к полюсному наконечнику. Нормальная к оси полюса составляющая центробежной силы может вызвать деформацию проводников катушки. Поэтому в быстроходных машинах с большой активной длиной иногда приходится устанавливать между катушками соседних полюсов одну или реже несколько равномерно распределенных по длине распорок *13*.

Центробежная сила лобовых (торцевых) частей катушки воспринимается козырьком нажимной щеки полюса (*31* на рис. 51-2).

Обмотка возбуждения *4* получает питание непосредственно от якоря возбудителя *10*. Щетки *13* возбудителя, контактирующие с коллектором возбудителя *12*, присоединяются с помощью АГП (см. § 52-1) к щеточному устройству *15* контактных колец генератора, щетки которого через скользящий контакт связаны электрически с контактными кольцами обмотки возбуждения *14* и далее через кабели *19*, уложенные в центральном отверстии вала, с выводами обмотки возбуждения. Одно из возможных конструктивных исполнений контактных колец представлено на рис. 51-10. Втулка *4* контактных колец насаживается на вал ротора. Кольца *1* выполняются из стали (или бронзы) и насаживаются в горячем состоянии на опрессованную изоляционным материалом *3* втулку. Предварительно

место посадки кольца армируется листовой сталью *2*. От каждого кольца в сторону обмотки выводится шпилька *5*, к которой присоединяется один из выводов. От другого кольца шпилька изолируется полым цилиндром *6*.

К вращающимся контактным кольцам плотно прижимаются щетки. Для электрического соединения щетки *6* (рис. 51-11) с токоподводящим зажимом шины *1*, на которой установлен щеткодержатель, в толщу щетки заделывается провод *3* из кабеля повышенной гибкости. Концы кабеля со стороны зажима оформляются в виде кабельных наконечников *2*.

Необходимый электрический контакт щеток с кольцами обеспечивается с помощью щеткодержателей, которые придают их оси определенное направление, создают равномерное нажатие на щетку и дают ей возможность свободно перемещаться по мере износа. С каждым кольцом может контактировать несколько щеток. Обоймы *7* их щеткодержателей крепятся болтами *8* к общей стальной шине *1*, изолированной от корпуса машины и присоединенной к одному из выводов внешней электрической цепи. Сила нажатия пружины *5* щеткодержателя регулируется передвижным кронштейном *4*.

В полюсных наконечниках синхронных двигателей и компенсаторов, а также в большинстве генераторов устанавливается неравношаговая короткозамкнутая обмотка, называемая демпферной обмоткой. Стержни *7* (см. рис. 51-9) и короткозамыкающие элементы (сегменты *8* и перемычки *9* между сегментами) этой обмотки изготавливаются из меди. Для укладки стержней в полюсных наконечниках предусматриваются полузакрытые круглые пазы. Демпферная обмотка благоприятно влияет на протекание переходных процессов, связанных с изменением электромагнитных величин и частоты вращения (синхронизацию, изменение нагрузки и др.).

В синхронных двигателях и компенсаторах демпферная обмотка служит также для пуска в ход, выполняя такую же роль, как короткозамкнутая обмотка в асинхронных двигателях, и называется поэтому пусковой обмоткой. Хорошими свойствами в переходных процессах и при пуске обладает продольно-поперечная демпферная обмотка (см. рис. 51-9), сегменты которой объединены в общее короткозамыкающее кольцо с помощью гибких перемычек. Продольная демпферная обмотка, в которой перемычки между сегментами отсутствуют (см. рис. 51-8), имеет существенно худшие свойства и применяется только в генераторах небольшой мощности.

В машинах с массивными полюсами демпферная обмотка не предусматривается, так как вихревые токи, индуктируемые в теле полюсов, создают необходимое демпфирование изменений поля в переходных процессах. Для увеличения демпфирующего действия вихревых токов торцы полюсных наконечников массивных полюсов объединяются между собой электрически с помощью прифланцованных к ним медных сегментов и гибких перемычек, связывающих сегменты соседних полюсов. При таком конструктивном выполнении

массивных полюсов и короткозамыкающих торцевых элементов свойства машины в переходных процессах получаются такими же, как при продольно-поперечной демпферной обмотке.

Назначение конструктивных частей вертикального гидрогенератора по рис. 51-2 разъясняется в подписи под рисунком. Стрелками на рисунке показано направление движения воздуха внутри генератора (генератор имеет продуваемое исполнение с забором воздуха извне и с выбросом нагретого воздуха в машинный зал). Некоторые особенности устройства системы охлаждения и конструктивных частей наиболее крупных синхронных явнополюсных машин — гидрогенераторов, синхронных компенсаторов, а также синхронных явнополюсных двигателей рассматриваются в гл. 62.

51-4. КОНСТРУКЦИЯ НЕЯВНОПОЛЮСНЫХ СИНХРОННЫХ МАШИН

Неявнополюсное исполнение ротора характерно для двухполюсных и четырехполюсных синхронных машин с частотой вращения 3000 и 1500 об/мин. Явнополюсное исполнение ротора не подходит для таких машин из-за трудностей в креплении сосредоточенных обмоток возбуждения при малом числе полюсов (особенно в двухполюсных машинах). Поэтому, несмотря на то, что явнополюсное исполнение ротора дешевле, в двух- и четырехполюсных машинах применяется исключительно неявнополюсное исполнение ротора.

Конструктивная компоновка типичной неявнополюсной синхронной машины — двухполюсного турбогенератора небольшой мощности с косвенным воздушным охлаждением — представлена на рис. 51-12. Магнитопровод ротора *2* изготовляется как единое целое с хвостовиками (концами вала) из одной стальной поковки (тело магнитопровода играет в активной зоне роль вала). Основные элементы неявнополюсного ротора — магнитопровод *3* и хвостовик *6* — видны на рис. 51-13.

Для обеспечения достаточной механической прочности элементов магнитопровода, воспринимающих центробежные силы, магнитопровод изготавливают из наиболее прочных сталей, легированных хромом, никелем и молибденом. Как показано на поперечном и продольном разрезах ротора (рис. 51-14), на наружной цилиндрической поверхности тела магнитопровода *1* фрезеруются пазы прямоугольной формы для катушек распределенной обмотки возбуждения *5*, принципиальная схема которой показана на рис. 22-12. Пазы равномерно распределяются в двух диаметрально противоположно размещенных зонах, каждая из которых охватывает $^1/_3$ часть окружности. Между пазами в пределах этих зон образуются малые зубцы магнитопровода *3*, между двумя зонами образуются большие зубцы магнитопровода *2*. В центре ротора имеется сквозное отверстие *4*.

Проводники и изоляция обмотки возбуждения быстроходных неявнополюсных машин испытывают действие больших центробеж-

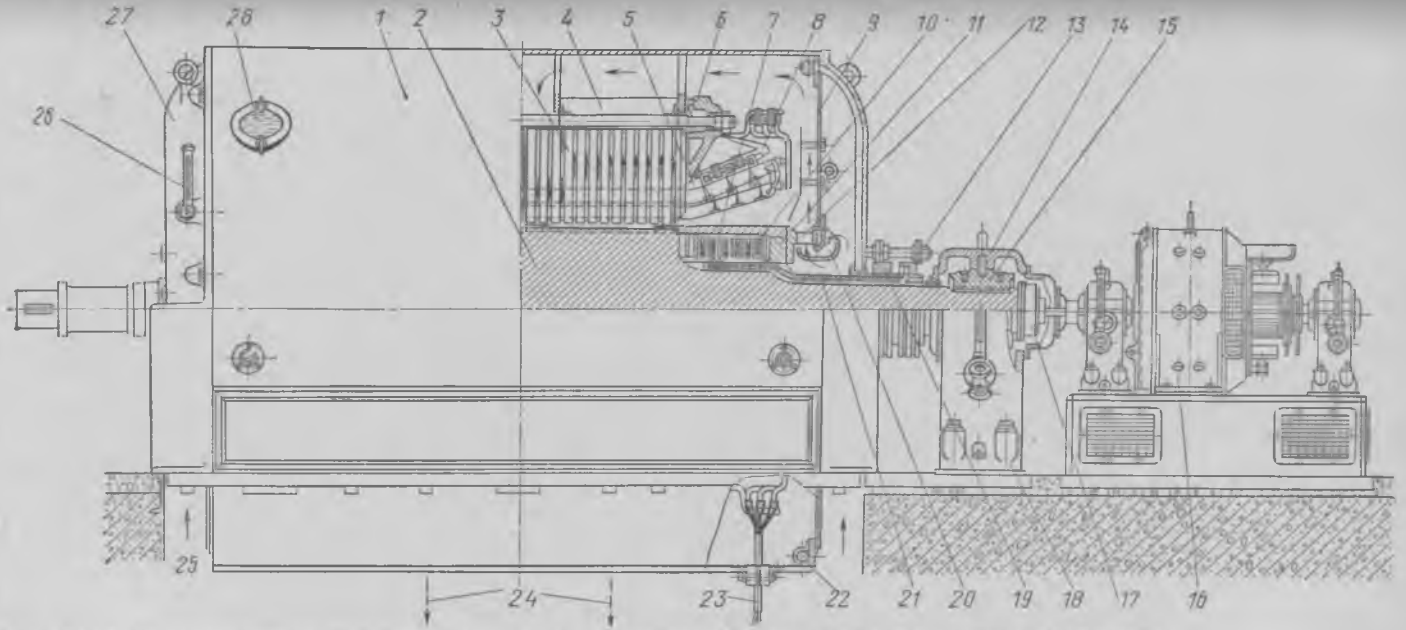


Рис. 51-12. Неявнополюсная синхронная машина (турбогенератор) с косвенным воздушным охлаждением.

1 — корпус статора; *2* — магнитопровод ротора; *3* — пакет магнитопровода статора; *4* — стяжная шпилька; *5* — стержень обмотки статора; *6* — нажимное кольцо; *7* — бандажное кольцо ротора; *8* — кронштейн для крепления обмотки; *9* — воздухоразделительная перегородка с диффузором; *10* — катушка обмотки возбуждения; *11* — центрирующее кольцо; *12* — центробежный вентилятор; *13* — траверса со щеточным устройством; *14* — крышка подшипника; *15* — вкладыш подшипника; *16* — электромашинный возбудитель; *17* — гибкая соединительная муфта; *18* — стояк подшипника; *19* — контактное кольцо; *20* — направляющий аппарат вентилятора; *21* — соединение между контактными кольцами и обмоткой возбуждения; *22* — труба системы пожаротушения; *23* — выводы обмотки статора; *24* — направление движения нагретого воздуха к охладителям; *25* — направление движения охлажденного воздуха; *26* — термометр охлажденного воздуха; *27* — торцевой щит; *28* — смотровой люк.

ных сил и значительные термические напряжения. Поэтому для проводников *1* обмоток используется медь с присадкой серебра, имеющая повышенные механические прочностные свойства. Конструкция изоляции существенно зависит от способа охлаждения обмоток.

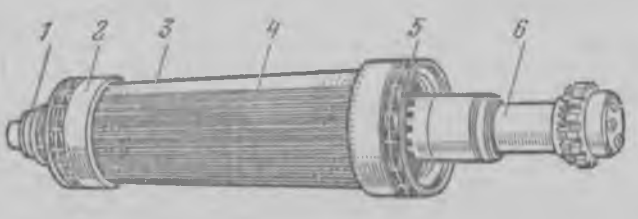


Рис. 51-13. Внешний вид неявнополюсного ротора.

1 — контактные кольца; *2* — бандажное кольцо; *3* — массивный магнитопровод ротора; *4* — немагнитный клин паза ротора; *5* — центробежный вентилятор; *6* — хвостовик ротора.

При косвенном охлаждении (рис. 51-15, *а*) витковая изоляция проводников *2* выполняется в виде прокладок из миканита, закрепленных стеклолентой. В качестве корпусной изоляции пазовых частей катушек применяются пазовые коробки (гильзы),

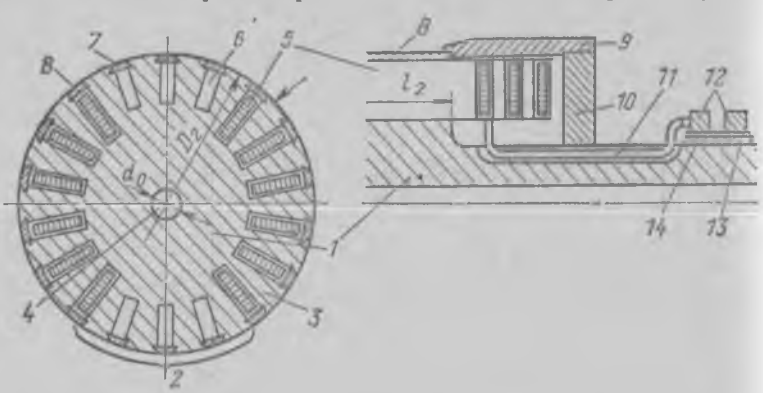


Рис. 51-14. Поперечный и продольный разрезы неявнополюсного ротора.

1 — ярмо магнитопровода ротора; *2* — большой зуб магнитопровода; *3* — малый зуб магнитопровода; *4* — осевой канал магнитопровода; *5* — катушка обмотки возбуждения; *6* — аксиальный канал в большом зубе; *7* — магнитный клин канала; *8* — немагнитный клин; *9* — бандажное кольцо; *10* — центрирующее кольцо; *11* — соединение между обмоткой возбуждения и контактными кольцами; *12* — контактные кольца; *13* — изоляционные втулки; *14* — втулка контактных колец.

которые изготовляются из миканита или стеклянной ткани *3* методом горячей прессовки в пресс-форме. Коробка имеет защитную оболочку *4* из стали. После укладки витков края коробки нагревают и загибают внахлест. Перед заклиновкой в паз поверх коробки укладывают миканитовые прокладки *5*, а непосредственно под клин стальную пластину *6*. Клинья *7* изготовляют из дюралюминия, имеющего повышенные механические свойства.

При непосредственном водородном охлаж-

д е н и и (рис. 51-15, *б*) витковая изоляция в пазовой части катушки выполняется в виде полосок стеклоткани *2*, наклеенных на проводник *1*. Пазовая коробка — из стеклоткани *3*, армированной снаружи стальной оболочкой *4*. На дно коробки укладывают профилированную стеклотекстолитовую прокладку *8* с каналами для охлаждающего газа. Под клин *7* устанавливают стеклотекстолитовую прокладку *5* с пазами для прохождения газа в каналы или из каналов на боковых поверхностях пазовых частей катушек.

Радиально направленные центробежные силы, действующие на пазовые части катушек возбуждения *5* (рис. 51-14), через клинья *8* передаются на зубцы *2*, *3* и воспринимаются ярмом магнитопровода *1*. Центробежные силы лобовых частей обмотки возбуждения передаются через изолирующие прокладки на сплошные массивные бандажные кольца *7* (рис. 51-12) или *9* (рис. 51-14). В небольших турбогенераторах применяются бандажные кольца *7* (рис. 51-12) из легированной стали повышенной прочности, которые во избежание образования замкнутого магнитного контура вокруг лобовых частей отделены воздушным промежутком от магнитопровода и опираются только на центрирующее кольцо *11*, насаженное на хвостовик ротора. В крупных турбогенераторах применяются бандажные кольца *9* (рис. 51-14) из немагнитной стали, опирающиеся и на зубцы магнитопровода *2*, *3* и на центрирующее кольцо *10*.

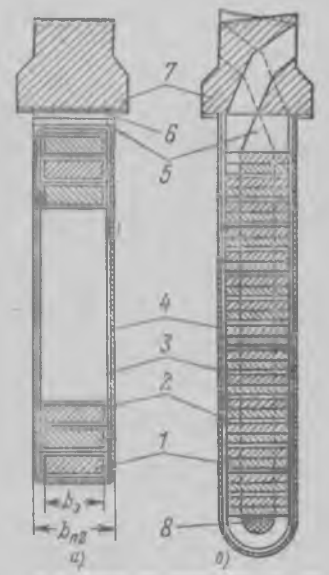


Рис. 51-15. Конструкция изоляции и крепления обмоток возбуждения синхронных неявнополюсных машин.

а — косвенное охлаждение; *б* — непосредственное охлаждение.

Для подведения тока от возбудителя *16* (рис. 51-12) к выводам обмотки возбуждения *10* используется следующая цепочка электрически соединенных элементов: щетки возбудителя, АГП, щетки контактных колец генератора *13*, контактные кольца обмотки возбуждения *19*, соединительные шины *21*.

Статор неявнополюсной синхронной машины устроен так же, как в явнополюсной машине, и отличается лишь соотношениями между главными размерами (см. выше). В небольших неявнополюсных машинах применяются петлевые обмотки, образованные из многовитковых (обычно двухвитковых) катушек (*5* на рис. 51-12); в крупных турбогенераторах — только петлевые стержневые обмотки с двумя стержнями в пазу.

Конструкция как катушечных, так и стержневых обмоток описана в § 51-3 (см. рис. 51-6).

В турбогенераторе по рис. 51-12 применено косвенное охлаждение с циркуляцией воздуха в замкнутой системе. Необходимый для движения воздуха напор создается центробежными вентиляторами *12*. Направление движения воздуха указано стрелками. Воздухоохладители, вынесенные за пределы машины, на рисунке не показаны. По числу струй нагретого воздуха, выбрасываемого из машины, система охлаждения по рис. 51-12 называется двухструйной. Более совершенные системы охлаждения, применяемые в крупных турбогенераторах, рассматриваются в гл. 62.

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ВТОРАЯ

СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН

52-1. УСТРОЙСТВО СИСТЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НЕЙ ТРЕБОВАНИЯ

Для питания обмотки возбуждения синхронной машины необходим источник постоянного тока — возбудитель. Наиболее часто в качестве возбудителя используется электромашинный генератор постоянного тока (см. § 64-12), якорь которого механически сопряжен с валом синхронной машины.

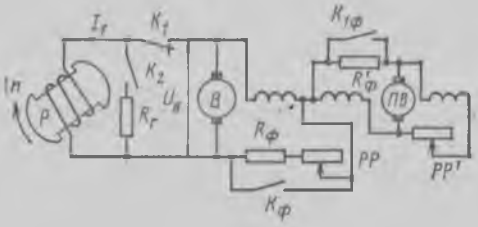


Рис. 52-1. Схема электромашинной системы возбуждения крупной синхронной машины.

Р — ротор машины; *В* — возбудитель (генератор постоянного тока с параллельным независимым возбуждением); *ПВ* — подвозбудитель, генератор постоянного тока с независимым возбуждением; *РР* и *РР′* — регулировочные резисторы; K_Φ и $K_{1\Phi}$ — контакторы для форсировки возбуждения; R_Φ и R'_Φ — резисторы, закорачиваемые при форсировке; K_1 и K_2 — контакты автомата гашения поля (АГП); $R_г$ — гасительный резистор.

Схемы возбуждения с генератором постоянного тока показаны на рис. 51-1, 52-2, *а*. Кроме самого возбудителя, система включает подвозбудитель, питающий независимую обмотку возбуждения главного возбудителя, регулировочные реостаты, контакторы, аппаратуру дистанционного управления, автоматические регуляторы напряжения и другие устройства.

1) **Регулирование тока возбуждения.** Ток возбуждения I_f в крупных синхронных машинах составляет несколько сотен и даже тысяч ампер. Поэтому экономически нецелесообразно регулировать его с помощью реостата, включенного в контур обмотки возбуждения —

якоря возбудителя. Потери в реостате заметно понижали бы КПД синхронной машины.

Управление током возбуждения осуществляется исключительно за счет изменения напряжения возбудителя U_f, пропорционально которому изменяется ток

$$I_f = U_f / R_f.$$

В зависимости от режима, в котором работает синхронная машина, должны устойчиво поддерживаться различные токи возбуждения и соответственно различные напряжения возбудителя U_f. В электромашинной схеме по рис. 52-1 для регулирования напряжения возбудителя B служат реостаты PP и PP' соответственно в цепи параллельной обмотки возбудителя и подвозбудителя. За счет введения в схему подвозбудителя $ПВ$ пределы регулирования

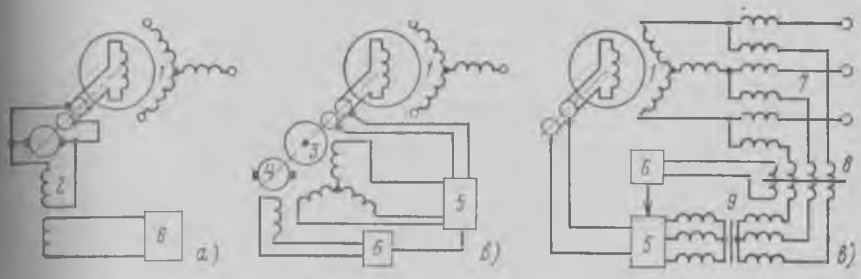


Рис. 52-2. Системы возбуждения синхронных машин.

а — прямая электромашинная; *б* — прямая с использованием выпрямителей; *в* — система самовозбуждения; *1* — синхронный генератор; *2* — возбудитель постоянного тока; *3* — возбудитель переменного тока; *4* — подвозбудитель возбудителя переменного тока; *5* — выпрямитель ионный или полупроводниковый; *6* — регулятор возбуждения; *7* — трансформатор; *8* — управляемый от регулятора возбуждения реактор; *9* — трансформатор.

напряжения возбудителя существенно расширяются. В менее мощных синхронных машинах (а также при расширении пределов регулирования напряжения возбудителя путем введения нелинейных сопротивлений в цепь его параллельной обмотки) подвозбудитель может отсутствовать.

2) **Гашение поля возбуждения.** В схеме возбуждения предусматривается специальное устройство, с помощью которого можно в аварийной ситуации с достаточной быстротой уменьшить ток возбуждения до нуля («погасить» магнитное поле). «Гашение поля» осуществляется как при нормальной эксплуатации, так и в аварийной ситуации (например, при внутренних коротких замыканиях в обмотке статора) с помощью автомата гашения поля (АГП), объединяющего контакторы K_1 и K_2, и гасительного сопротивления $R_г$. Прямой разрыв цепи возбуждения контактором K_1 наиболее быстро привел бы к желаемой цели (кривая *1* на рис. 52-3). Однако в сопротивлении электрической дуги, возникающей между размыкаемыми контактами K_1, выделяется за время гашения вся

энергия, запасенная в магнитном поле возбуждения. В крупных машинах эта энергия настолько велика, что при прямом разрыве контакты были бы разрушены. Кроме того, при столь быстром уменьшении тока возбуждения (за счет введения в цепь весьма большого сопротивления дуги) в обмотке появляется значительная ЭДС самоиндукции

$$e_r = -L_f \frac{dI_f}{dt},$$

которая во много раз превосходит номинальное напряжение на обмотке возбуждения и может повредить ее изоляцию.

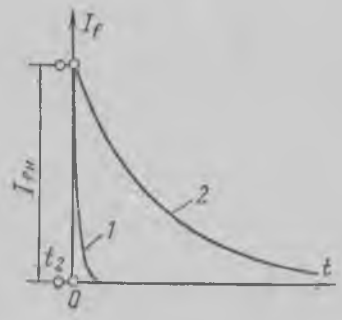


Рис. 52-3. Затухание тока возбуждения при гашении поля.

1 — при прямом выключении K_1; *2* — при гашении поля с помощью АГП.

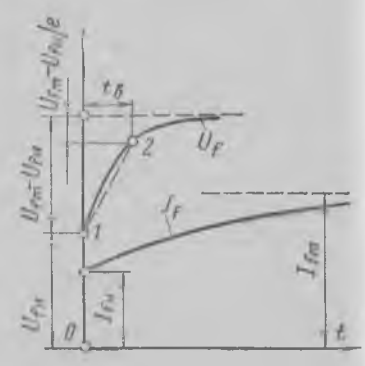


Рис. 52-4. Нарастание напряжения возбудителя и тока возбуждения при форсировке возбуждения.

Для исключения этих явлений «гашение поля» проводится с помощью АГП в следующем порядке. При включенном контакторе K_1 включается контактор K_2 ($t = t_2$), замыкающий обмотку возбуждения на гасительное сопротивление $R_г \approx 5R_f$. Затем ($t = 0$) размыкается контактор K_1 и возбудитель отделяется от обмотки возбуждения. Поскольку энергия магнитного поля возбуждения в самой синхронной машине при этом не изменяется, размыкание K_1 происходит без нежелательных осложнений. После этого ток возбуждения затухает с постоянной времени

$$T_{fг} = \frac{L_f}{R_г + R_f} = \frac{R_f}{R_г + R_f} T_f,$$

где $T_f = L_f/R_f$ — постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутых других обмотках (см. § 71-2), в соответствии с уравнением

$$I_f = I_{fн} e^{-t/T_{fг}}$$

по кривой *2* на рис. 52-3.

Гасительное сопротивление подбирается таким образом, чтобы гашение поля происходило достаточно быстро, но без появления

недопустимых по условиям электрической прочности изоляции напряжений

$$u_c = R_г I_f = -L_f \frac{dI_f}{dt} - R_f I_f = R_f I_f \frac{R_г}{R_f} = U_{fн} \frac{R_г}{R_f}.$$

При обычно рекомендуемом гасительном сопротивлении $R_г = 5R_f$ постоянная времени гашения поля $T_{fг} = \frac{1}{6} T_f \approx 1$ с (в крупных машинах); напряжение на гасительном сопротивлении u_c не превосходит пятикратного номинального напряжения возбуждения.

3) **Форсировка возбуждения.** Для удержания синхронной машины в синхронизме при снижении напряжения сети (см. § 59-5), которое может произойти при удаленных коротких замыканиях, прибегают к форсированию ее тока возбуждения. Форсирование производится автоматически релейной защитой машины, от которой поступает импульс на включение контакторов $K_ф$ и $K_{1ф}$ (рис. 52-1). При этом замыкаются накоротко форсировочные резисторы $R_ф$ и $R'_ф$ и регулировочный резистор PP, и напряжение на якоре возбудителя с большой скоростью возрастает до предельного значения U_{fm} (рис. 52-4). С запозданием, определяемым постоянной времени обмотки возбуждения синхронной машины, ток возбуждения достигает предельного значения:

$$I_{fm} = I_{fн} \frac{U_{fm}}{U_{fн}}.$$

Согласно стандарту ГОСТ 183-74 эффективность форсировки возбуждения характеризуется кратностью предельного установившегося напряжения возбудителя, под которой понимается отношение наибольшего установившегося напряжения возбудителя U_{fm} к номинальному напряжению возбуждения $U_{fн} = R_f I_{fн}$, а также номинальной скоростью нарастания напряжения возбудителя (на участке от точки *1* до точки *2* на рис. 52-4), определяемой по формуле

$$\left(1 - \frac{1}{e}\right) \frac{U_{fm} - U_{fн}}{U_{fн} t_в}.$$

Крупные генераторы и компенсаторы (см. ГОСТ 533-68, 5616-72, 609-75) должны иметь кратность предельного установившегося напряжения возбудителя 1,8—2,0 и номинальную скорость нарастания напряжения возбудителя 1,5—2,0 номинального напряжения на контактных кольцах в секунду. Для прочих синхронных машин кратность — не менее 1,4; скорость — не менее 0,8 номинального напряжения в секунду (ГОСТ 183-74).

52-2. КЛАССИФИКАЦИЯ СИСТЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ

До 50-х годов для возбуждения синхронных машин применялись почти исключительно электромашинные системы возбуждения, устройство которых описано в § 52-1. В этих системах в качестве возбудителя используется коллекторный генератор постоянного тока.

В прямых электромашинных системах возбуждения якорь возбудителя сопряжен непосредственно с валом синхронной машины (см. рис. 52-2, *а* и *б*).

В косвенных электромашинных системах возбуждения ротор возбудителя приводится во вращение синхронным или асинхронным двигателем, получающим питание или от шин собственных нужд станции, или от вспомогательного синхронного генератора на валу главного генератора, или от вспомогательного синхронного генератора, установленного на станции специально для этой цели. Эти системы возбуждения отличаются от приведенных на рис. 52-2, *а* и *б* только тем, что ротор возбудителя сопряжен не с валом генератора, а с отдельным двигателем.

В соответствии с ГОСТ 533-68 и 5616-72 гидрогенераторы и турбогенераторы должны иметь прямые системы возбуждения, обладающие наибольшей надежностью (применение косвенной системы возбуждения требует особого согласования). Предельная мощность электромашинных возбудителей по условиям коммутации (см. §64-11) зависит от их частоты вращения, совпадающей, как правило, с частотой вращения возбуждаемого синхронного генератора (при 3000 об/мин не более 600 кВт). Поэтому электромашинные системы возбуждения не могут быть применены в двухполюсных турбогенераторах, мощность которых превосходит 100—150 МВт.

Начиная с 50-х годов по мере освоения производства и повышения надежности полупроводниковых выпрямителей, получают все большее применение вентильные системы возбуждения с кремниевыми диодами и тиристорами. В 60—70-е годы вентильные системы возбуждения почти полностью вытеснили электромашинные системы возбуждения. Они повсеместно применяются не только для синхронных двигателей и генераторов небольшой мощности, но и для крупных турбогенераторов, гидрогенераторов и синхронных компенсаторов, в том числе и для установок предельных мощностей.

Различают три основные разновидности вентильных систем возбуждения: системы самовозбуждения, независимые системы возбуждения и бесщеточные системы возбуждения.

В системе самовозбуждения (см. рис. 52-2, *в*) необходимая для возбуждения синхронной машины энергия отбирается от ее обмотки якоря, причем выпрямление переменного тока, получаемого от якоря, осуществляется с помощью управляемых полупроводниковых выпрямителей (тиристоров). Отбор энергии осуществляется с помощью трансформатора 7, включенного парал-

лельно с обмоткой якоря, и трансформатора *9*, включенного последовательно с обмоткой якоря. Трансформатор *9* позволяет обеспечить форсирование возбуждения при близких коротких замыканиях, когда напряжение на обмотке якоря существенно снижается.

В независимой системе возбуждения (см. рис. 52-2, *б*) энергия, необходимая для питания обмотки возбуждения, получается от возбудителя трехфазного переменного тока *3*, ротор которого укреплен на валу главного генератора. В схемах выпрямителей в этом случае используются полупроводниковые вентили (кремниевые диоды или тиристоры), собранные по трехфазной мостовой схеме. При регулировании возбуждения генератора используются одновременно возможности управления выпрямителями и изменение напряжения возбудителя.

Одной из разновидностей системы независимого возбуждения является бесщеточная система возбуждения с установленными на валу машины полупроводниковыми выпрямителями, в которой отсутствуют скользящие контакты. Эта система отличается от системы по рис. 52-2, *б* тем, что обмотка переменного тока возбудителя *3* располагается на его роторе, а выпрямитель *5*, получающий питание от этой обмотки, укреплен на валу. Обмотка возбуждения возбудителя, расположенная на его статоре, получает питание от подвозбудителя *4* или регулятора возбуждения *6*.

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ТРЕТЬЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНХРОННОЙ МАШИНЕ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

53-1. ФОРМА НАПРЯЖЕНИЯ И МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

При холостом ходе ток в обмотке якоря равен нулю. Обмотка возбуждения с током I_f образует магнитное поле возбуждения. В обмотке якоря индуктируется ЭДС E_f. Этот режим может быть получен в возбужденной машине двумя способами:

а) размыканием линейных выводов обмотки якоря (в цепь обмотки вводится бесконечно большое сопротивление);

б) введением в цепь обмотки якоря ЭДС $\dot{U}_c = -\dot{E}_f$, уравновешивающей ЭДС $\dot{E}_f$.

Первый способ более прост и почти всегда используется для снятия характеристик при холостом ходе. При втором способе, описанном в § 58-2, требуется дополнительный источник переменного напряжения U_c. Кроме того, ток якоря обращается полностью в нуль только при идеально синусоидальной форме ЭДС E_f и напряжения U_c.

При проведении опыта холостого хода по второму способу в обмотке якоря всегда остается небольшой ток, связанный с высшими гармоническими ЭДС. Этот ток вызывает погрешности в измерениях, которые не всегда легко оценить. В возбужденной ма-

Поскольку

$$B_{\delta\,\mathrm{ср}}=\frac{\Phi_{fm}}{\tau l_\delta};\qquad B_\delta=\frac{B_{\delta 1m}}{k_f}=\frac{\pi\Phi_{fm}}{2\tau l_\delta k_\Phi k_f},$$

коэффициент α_δ выражается через коэффициенты k_f и k_Φ:

$$\alpha_\delta=\frac{B_{\delta\,\mathrm{ср}}}{B_\delta}=\frac{2}{\pi}k_\Phi k_f \tag{53-4}$$

(при синусоидальном поле $\alpha_\delta = 2/\pi$).

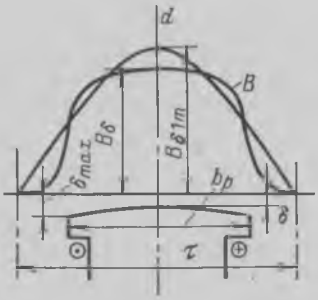


Рис. 53-1. К определению коэффициентов поля возбуждения.

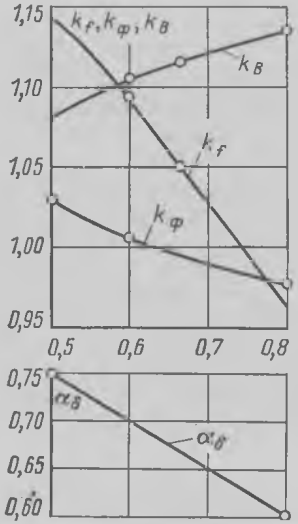


Рис. 53-2. Зависимости α_δ, k_B, k_f, $k_\Phi = f(\rho)$ для неявнополюсной синхронной машины.

Коэффициент формы ЭДС [1]

$$k_B=\frac{B_{\delta д1}}{B_{\delta\,\mathrm{ср}}} \tag{53-5}$$

равен отношению действующего значения основной гармонической индукции $B_{\delta д1}$ к средней индукции в зазоре $B_{\delta\,\mathrm{ср}}$. Поскольку

$$B_{\delta д1}=\frac{B_{\delta 1m}}{\sqrt{2}}=\frac{\pi\Phi_{fm}}{2\sqrt{2}\,k_\Phi\tau l_\delta},$$

коэффициент k_B выражается через коэффициент k_Φ:

$$k_B=\frac{B_{\delta д1}}{B_{\delta\,\mathrm{с}}}=\frac{\pi}{2\sqrt{2}\,k_\Phi} \tag{53-6}$$

$\left(\text{при синусоидальном поле } k_B=\frac{\pi}{2\sqrt{2}}=1{,}11\right)$.

[1] Название коэффициента связано с тем, что с его помощью [см. (53-11)] удается выразить ЭДС взаимной индукции E_f через полный поток взаимной индукции Φ_{fm}.

В неявнополюсной машине коэффициенты k_Φ, k_f, k_B, α_δ без учета насыщения зависят только от относительной длины обмотанной части полюсного деления ротора ρ. Имея в виду, что длина зазора δ в неявнополюсной машине всюду одинакова, и считая индукции пропорциональными МДС ($B \sim F$, см. § 26-2), можно выразить коэффициенты возбуждения аналитически.

Коэффициент формы поля возбуждения (для неявнополюсной машины без учета насыщения)

$$k_f = \frac{B_{\delta 1m}}{B_\delta} = \frac{F_{f1m}}{F_{fm}} = \frac{4}{\pi} k_{pf} = \frac{8 \sin \frac{\rho\pi}{2}}{\pi^2 \rho}, \qquad (53\text{-}7)$$

где $F_{fm} = I_f w_f$ — МДС обмотки возбуждения (на оси полюса);

$F_{f1m} = \frac{4}{\pi} k_{pf} F_{fm}$ — амплитуда основной гармонической МДС возбуждения;

$k_{pf} \approx \sin \frac{\rho\pi}{2} \Big/ \left(\frac{\rho\pi}{2}\right)$ — коэффициент распределения для основной гармонической МДС.

Расчетный коэффициент полюсного перекрытия (для неявнополюсной машины без учета насыщения)

$$\alpha_\delta = \frac{B_{\delta\,ср}}{B_\delta} = \frac{F_{f\,(ср)}}{F_{fm}} = 1 - 0{,}5\rho, \qquad (53\text{-}8)$$

где $F_{f\,(ср)} = (1—0{,}5\ \rho)\ F_f$ — средняя МДС на полюсе, найденная после замены кривой МДС ступенчатой формы кривой МДС трапецеидальной формы (по рис. 26-2).

Зависимости k_f, $\alpha_\delta = f(\rho)$, а также k_Φ, $k_B = f(\rho)$, рассчитанные по (53-4) и (53-6), представлены графически на рис. 53-2. Из кривых рис. 53-2 видно, что поле получается близким к синусоидальному (k_Φ, k_f мало отличаются от единицы) при $\rho \approx 0{,}65 \div 0{,}75$, когда обмотка неявнополюсного ротора занимает примерно $^2/_3$ полюсного деления.

Влияние насыщения зубцового слоя на форму поля возбуждения и на расчетные коэффициенты k_B и α_δ проявляется в неявнополюсной машине так же, как в асинхронной машине (§ 40-2). Для учета этого влияния можно воспользоваться кривыми для поправочных коэффициентов ξ_B и $\xi_\alpha = f(k_Z)$ на рис. 40-2.

Расчетные коэффициенты с учетом насыщения определяются по формулам

$$\left.\begin{aligned} k_B &= k_{B0}\xi_B; \\ \alpha_\delta &= \alpha_{\delta 0}\xi_\alpha, \end{aligned}\right\} \qquad (53\text{-}9)$$

где k_{B0}, $\alpha_{\delta 0} = f(\rho)$ — значения коэффициентов без учета насыщения ($k_Z = 1$, по рис. 53-2);

ξ_B, $\xi_\alpha = f(k_Z)$ — поправочные коэффициенты по рис. 40-2 при подобранном коэффициенте $k_Z = (F_\delta + F_{Z1})/F_\delta$.

Коэффициент k_Z подбирается в процессе расчета магнитной цепи (см. ниже) для каждого заданного потока Φ_{fm}, причем учитываются только магнитное напряжение зазора F_δ и магнитное напряжение зубцов статора F_{Z1}. В первом приближении $k_Z = 1$. После определения k_B и α_δ рассчитываются по (53-6) и (53-4) коэффициенты k_Φ и k_f. Они также оказываются зависящими от насыщения магнитной цепи (коэффициента k_Z).

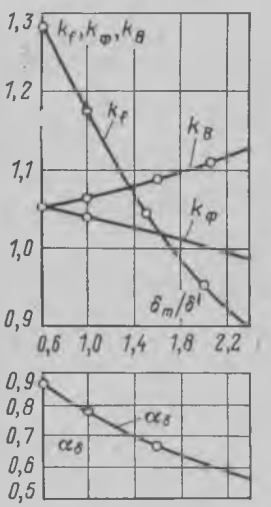


Рис. 53-3.

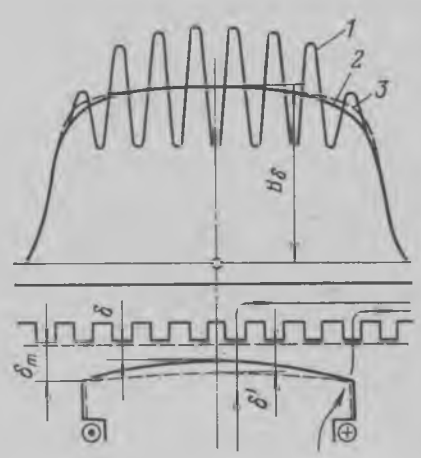


Рис. 53-4.

Рис. 53-3. Зависимости α_δ, $k_в$, k_f, $k_\Phi = f(\delta_m/\delta')$ для явнополюсной синхронной машины.

Рис. 53-4. Эквивалентирование зубчатого насыщенного магнитопровода с зазором δ гладким ненасыщенным магнитопроводом с зазором δ'.

———— — поверхность магнитопровода; — — — — — поверхность эквивалентного магнитопровода; *1* — индукция с учетом зубчатости и насыщения; *2* — усредненная индукция в зазоре; *3* — индукция в зазоре при эквивалентном магнитопроводе с зазором δ'.

В явнополюсной машине коэффициенты поля возбуждения k_Φ, k_f, k_B, α_δ зависят главным образом от отношения максимального зазора δ_m к зазору на оси полюса $\delta_{min} = \delta$ (см. рис. 53-1). Зависимости k_Φ, k_f, k_B, $\alpha_\delta = f(\delta_m/\delta')$, найденные по картинам магнитных полей при гладкой поверхности магнитопровода якоря и характерных для явнополюсных машин соотношениях размеров ($\delta'/\tau = 0{,}03 \div 0{,}05$; $\alpha = b_p/\tau = 0{,}69 \div 0{,}72$), приведены на рис. 53-3. При гладкой поверхности якоря зазор δ' понимается как зазор между статором и ротором на оси полюса $\delta' = \delta$.

Эту же систему коэффициентов (k_f, k_Φ, α_δ, k_B) можно использовать для расчета магнитных напряжений с учетом насыщения при реальной конструкции магнитопровода с зубцами и пазами на статоре и в полюсном наконечнике. Анализ поля в реальной кон-

струкции показывает, что влияние зубчатости зазора и насыщения зубцов и ярма статора проявляется в уменьшении индукции в области минимального зазора (при определенной МДС возбуждения). В области края полюсного наконечника и межполюсного пространства влияние зубчатости зазора и насыщения зубцов и ярма статора несущественно. Поэтому индукция и магнитные напряжения в зазоре при насыщенном зубчатом магнитопроводе с зазором, контуры которого показаны на рис. 53-4 сплошной линией, могут быть определены для эквивалентного гладкого ненасыщенного магнитопровода с увеличенным зазором δ', контуры которого показаны на рис. 53-4 пунктиром. Наилучшее приближение получается, если зазор δ_m под краем полюса будет сохранен без изменения, а зазор на оси полюса принят равным

$$\delta' = \delta k_\delta k_{Za}, \tag{53-10}$$

где k_δ — коэффициент зазора (см. ниже); $k_{Za} = (F_\delta + F_{Z1} + F_{a1})/F_\delta = 1{,}0 \div 1{,}4$ — коэффициент насыщения.

Первоначально k_{Za} назначается произвольно, затем уточняется методом последовательных приближений в процессе расчета магнитной цепи (см. ниже).

Коэффициенты поля возбуждения с учетом насыщения и зубчатости определяются по кривым рис. 53-3 в функции отношения δ_m/δ', в котором δ' — эквивалентный зазор по (53-10).

53-2. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Расчет магнитной цепи выполняется в режиме холостого хода для определения тока возбуждения I_f или МДС возбуждения F_{fm}, которые образуют магнитное поле взаимной индукции с потоком $\Phi_{fm} = \Phi_m$, индуктирующим в обмотке статора заданную ЭДС E_f. Имея в виду, что магнитное поле распределено в зазоре несинусоидально (см. выше), магнитный поток приходится рассчитывать по такой же формуле, как в асинхронных машинах (40-1):

$$\Phi_m = \Phi_{fm} = k_\Phi \Phi_{f1m} = \frac{E_f}{4k_B f_1 w_1 k_{o1}}. \tag{53-11}$$

В этой формуле с помощью коэффициента k_Φ учитывается различие между потоком взаимной индукции Φ_{fm} и потоком

$$\Phi_{f1m} = \frac{\sqrt{2}E_{f1}}{2\pi f_1 w_1 k_{o1}},$$

определенным по первой гармонической индукции. При этом считается, что действующее значение ЭДС

$$E_f = \sqrt{E_{f1}^2 + E_{f5}^2 + E_{f7}^2 + \ldots}$$

в силу малости квадратов высших гармонических ЭДС (E_{f5}^2, E_{f7}^2) по сравнению с квадратом первой гармонической ЭДС E_{f1}^2 не отли-

чается от действующего значения первой гармонической ЭДС $E_f = E_{f1}$. Коэффициент k_B в (53-11) выражается через коэффициент k_Φ

$$k_B = \pi/2\sqrt{2}\,k_\Phi$$

и рассчитывается с учетом насыщения, формы зазора и МДС для каждой заданной ЭДС E_f. Наиболее важно произвести расчет магнитной цепи при двух характерных потоках:

1) потоке

$$\Phi_{mx} = \frac{U_н}{4k_B f_1 w_1 k_{o1}}, \qquad (53\text{-}12)$$

соответствующем номинальному напряжению при холостом ходе $E_f = U_н$;

2) потоке $\Phi_{mн}$, соответствующем ЭДС взаимной индукции при номинальной нагрузке $E_f = k_E U_н$, где $k_E = E_{rн}/U_н$ — коэффициент увеличения ЭДС взаимной индукции при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке (в генераторах и двигателях обычного исполнения $k_E \approx 1{,}08$).

Для определения полной характеристики намагничивания машины $\Phi_m = f(F_f)$ достаточно произвести расчет при ЭДС $E_f = 0{,}5\,U_н$; $U_н$; $k_E U_н$; $1{,}2\,U_н$ и $1{,}3\,U_н$, определяя поток Φ_m по (53-11).

Магнитная цепь явнополюсной синхронной машины представлена на рис. 53-5; картина магнитного поля при холостом ходе — на рис. 53-6.

Определение МДС возбуждения F_{fm}, образующей поток Φ_m, производится на основе закона полного тока для средней магнитной линии, включающей участки L_{a1} (в ярме статора), h_{Z1} (в зубцах статора), δ (в зазоре), h_m (в сердечниках полюсов), L_{a2} (в ярме ротора):

$$F_{fm} = F_\delta + F_{Z1} + F_{a1} + F_m + F_{a2}. \qquad (53\text{-}13)$$

При расчете магнитного напряжения зазора F_δ должно быть учтено влияние его неравномерности на индукцию:

$$F_\delta = \frac{1}{\mu_0} B_\delta k_\delta \delta, \qquad (53\text{-}14)$$

где $B_\delta = \Phi_m/\alpha_\delta \tau l_\delta$ — индукция на оси полюса; α_δ — по рис. 53-3 с учетом зубчатости статора и насыщения, если считать $\delta' = \delta k_\delta k_{Za}$ по (53-10); сначала приближенно при ориентировочном значении k_{Za}, затем более точно после определения F_δ, F_{Z1} и F_{a1} в первом приближении и уточнения k_{Za}; $k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}$ — коэффициент зазора, определяемый как произведение двух частичных коэффициентов зазора: коэффициента, учитывающего влияние пазов статора,

$$k_{\delta 1} = \frac{t_{Z1}}{t_{Z1} - \gamma_1 \delta}, \quad \text{где} \quad \gamma_1 = \frac{(b_п/\delta)^2}{5 + b_п/\delta};$$

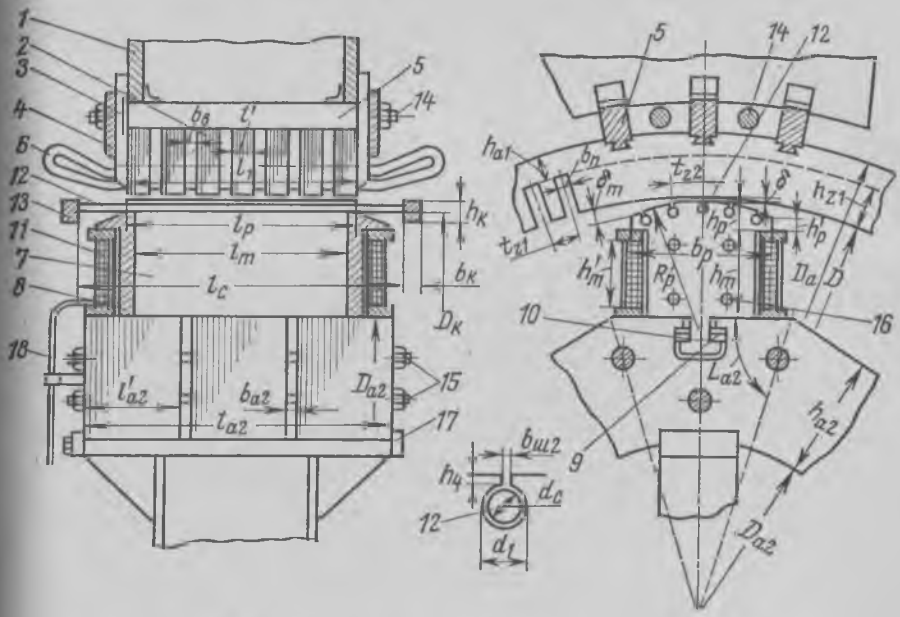


Рис. 53-5. Размеры активных частей явнополюсной синхронной машины.

1 — станина (корпус статора); *2* — пакет магнитопровода статора; *3* — пальцы нажимной гребенки; *4* — нажимные плиты; *5* — брусок с хвостом для насадки сегментов магнитопровода; *6* — обмотка статора; *7* — полюс; *8* — нажимная щека полюса; *9* — встречные клинья; *10* — хвост полюса (Т-образный); *11* — катушка обмотки возбуждения; *12* — стержень демпферной (пусковой) обмотки; *13* — короткозамыкающий сегмент (или кольцо) демпферной обмотки; *14—16* — шпильки, стягивающие магнитопровод статора, ярмо ротора и полюса; *17* — остов ротора; *18* — выводы обмотки возбуждения к контактным кольцам.

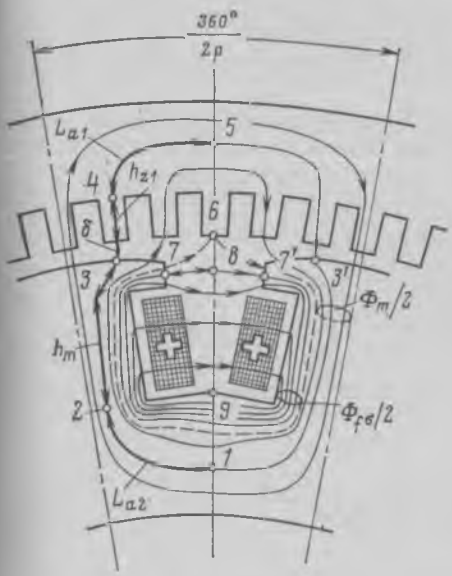


Рис. 53-6. Магнитное поле в явнополюсной синхронной машине при холостом ходе.

коэффициента, учитывающего влияние пазов демпферной обмотки в полюсном наконечнике,

$$k_{\delta 2} = \frac{t_{Z2}}{t_{Z2} - \gamma_2 \delta}, \quad \text{где} \quad \gamma_2 = \frac{(b_{ш2}/\delta)^2}{5 + b_{ш2}/\delta}.$$

Магнитные напряжения зубцов и ярма статора (F_{z1}, F_{a1}) рассчитываются по тем же формулам, что и в асинхронных машинах (см. § 40-2). После расчета F_δ, F_{z1} и F_{a1} определяются магнитное напряжение статора и зазора

$$F_1 = F_\delta + F_{z1} + F_{a1} \tag{53-15}$$

и коэффициент насыщения $k_{za} = F_1/F_\delta$. Если этот коэффициент заметно отличается от того, которым задались, приступая к расчету при данном E_f, то требуется повторить расчет сначала при уточненных значениях эквивалентного зазора под серединой полюса $\delta' = \delta k_\delta k_{za}$ и коэффициентов k_B и $\alpha_\delta = f(\delta_m/\delta')$.

Окончательно подобранное путем последовательных приближений значение k_{za} возрастает с увеличением E_f и насыщения магнитной цепи. Переходя к расчету магнитных напряжений в области ротора, нужно учесть, что по его магнитопроводу замыкается не только поле взаимной индукции, сцепленное и с обмоткой статора и с обмоткой возбуждения, но и поле рассеяния, сцепленное с обмоткой возбуждения (рис. 53-6).

Средняя линия поля взаимной индукции проходит через точки *1*, *2*, *3*, *4*, *5*. Все линии поля взаимной индукции пересекают зазор и располагаются снаружи линии, проведенной через точку *6* и показанной пунктиром. Линии поля рассеяния (например, линия через точки *7*, *8*), так же как и линии поля взаимной индукции, охватывают проводники обмотки возбуждения, но замыкаются через промежутки полюсными наконечниками и между сердечниками соседних полюсов. Линии поля рассеяния располагаются внутри линии, показанной пунктиром.

Поток рассеяния полюса $\Phi_{f\sigma}$ складывается из двух одинаковых частей, одна из которых $\Phi_{f\sigma}/2$ замыкается через соседний полюс, расположенный правее, вторая — через соседний полюс, расположенный левее. Половина потока рассеяния $\Phi_{f\sigma}/2$ определяется как поток индукции через поверхность между точками *6* и *9* на расчетной длине машины l_δ. Поток $\Phi_{f\sigma}/2$ пропорционален коэффициенту проводимости промежутка между полюсами (на единицу длины) $\lambda_п$ и магнитному напряжению между соседними полюсными наконечниками $F_{77'}$ (точками *7* и *7'*). Поскольку линия поля рассеяния через точки *7*, *8*, *7'* охватывает ток двух катушечных сторон $2F_{fm} = 2w_f I_f$ и включает, кроме участка *7*, *8*, *7'*, сердечник полюса и ярма ротора, можно написать:

$$F_{77'} = 2(F_{fm} - F_m - F_{a2}).$$

Рассматривая контур *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, совпадающий со средней линией поля взаимной индукции (53-13), замечаем:

$$F_1 = F_\delta + F_{z1} + F_{a1} = F_{fm} - F_m - F_{a2}.$$

Сравнивая два последних уравнения, видим, что магнитное напряжение между соседними полюсными наконечниками $F_{77'}$ равно магнитному напряжению статора и зазора:

$$F_{77'} = 2F_1 = 2(F_\delta + F_{Z1} + F_{a1}).$$

К этому же заключению можно было прийти, заметив, что $2F_1$ равняется магнитному напряжению $F_{33'}$ между точками *3*, *3'*, лежащими на соседних полюсных наконечниках, и имея в виду, что магнитные потенциалы точек *3* и *7*, *3'* и *7'* соответственно одинаковы.

Теперь поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$ можно выразить через ранее определенное магнитное напряжение F_1 и коэффициент проводимости промежутка между полюсами $\lambda_п$; половина этого потока

$$\frac{\Phi_{f\sigma}}{2} = \mu_0 \lambda_п l_\delta F_{77'} = \mu_0 \lambda_п l_\delta (2F_1).$$

Имея в виду, что $\lambda_{f\Phi} = 4\lambda_п$ представляет собой коэффициент проводимости для потока рассеяния полюсов, окончательно получаем:

$$\Phi_{f\sigma} = \mu_0 \lambda_{f\Phi} l_\delta F_1. \qquad (53\text{-}16)$$

Коэффициент проводимости для потока рассеяния полюсов $\lambda_{f\Phi} = 4\lambda_п$ зависит от соотношений размеров по высоте и ширине промежутка между полюсами; он возрастает с увеличением высоты наконечника h_p, высоты полюса h_m и уменьшением расстояний между наконечниками и магнитопроводами соседних полюсов (см. рис. 53-6). Формулы для расчета $\lambda_{f\Phi}$ приводятся в руководствах по проектированию [13, 30]. В первом приближении коэффициент $\lambda_{f\Phi}$ может быть выражен в долях коэффициента проводимости зазора для потока взаимной индукции λ_δ:

$$\lambda_{f\Phi} = k\lambda_\delta. \qquad (53\text{-}17)$$

Отношение этих коэффициентов $k = \lambda_{f\Phi}/\lambda_\delta$ находится для явнополюсных машин в пределах от 0,15 до 0,35 и может быть принято в среднем равным 0,25.

Коэффициент проводимости зазора на единицу длины [см. (53-14)]

$$\lambda_\delta = \frac{\Phi_m}{\mu_0 l_\delta F_\delta} = \frac{\alpha_\delta \tau}{\delta k_\delta} \qquad (53\text{-}18)$$

выражается через основные размеры машины δ, τ.

Задавшись отношением $k = \lambda_{f\Phi}/\lambda_\delta$, можно выразить поток рассеяния полюсов $\Phi_{f\sigma}$ прямо через поток взаимной индукции Φ_m. Это можно сделать, рассмотрев совместно (53-16) — (53-18):

$$\Phi_{f\sigma} = k k_{Za} \Phi_m, \qquad (53\text{-}19)$$

где $k = \lambda_{f\Phi}/\lambda_\delta \approx 0{,}25$; $k_{Za} = F_1/F_\delta$ — коэффициент насыщения.

Полный магнитный поток через основание полюса Φ_2 складывается из потока Φ_m и потока рассеяния (рис. 53-6):

$$\Phi_2 = \Phi_m + \Phi_{f\sigma} = \sigma_f \Phi_m, \qquad (53\text{-}20)$$

где $\sigma_f = \frac{\Phi_2}{\Phi_m} = 1 + \frac{\Phi_{f\sigma}}{\Phi_m} = 1 + kk_{Za}$ — коэффициент рассеяния полюсов.

Магнитное напряжение сердечника полюса

$$F_m = h_m H_m + F_{\delta m}, \qquad (53\text{-}21)$$

где H_m — напряженность поля в сечении полюса у его основания, соответствующая индукции в этом сечении

$$B_m = \frac{\Phi_2}{k_{mc} l'_m b_m}$$ (см. [13, разд. 7]);

$l'_m \approx l_\delta$ — расчетная длина сердечника полюса с учетом увеличения сечения за счет нажимных щек;

k_{mc} — коэффициент заполнения сечения сталью ($k_{mc} = 0{,}95$ для полюса, шихтованного из листов стали толщиной 1—2 мм; $k_{mc} = 1{,}0$ для массивных полюсов);

$F_{\delta m} = 225\ B_m^2$ — магнитное напряжение стыка между полюсом и ярмом.

Магнитное напряжение ярма ротора (см. рис. 53-6)

$$F_{a2} \approx L_{a2} H_{a2}, \qquad (53\text{-}22)$$

где H_{a2} — максимальная напряженность поля в ярме, соответствующая индукции $B_{a2} = \frac{\Phi_2}{2k_{ca}(l_{a2} - n_{в2} b_{a2}) h_{a2}}$ (см. [13, разд. 7]);

$n_{в2}$ — число вентиляционных каналов в ободе;

k_{ca} — коэффициент заполнения пакета ярма сталью ($k_{ca} = 0{,}95$ для шихтованного ярма; $k_{ca} = 1{,}0$ для массивного ярма).

Магнитное напряжение ротора F_2 определяется как сумма магнитных напряжений F_m и F_{a2}:

$$F_2 = F_m + F_{a2}. \qquad (53\text{-}23)$$

Расчет магнитной цепи при каждом из заданных значений ЭДС E_f завершается определением МДС возбуждения $F_{fm} = w_f I_f$, уравновешивающей сумму магнитных напряжений в статоре, зазоре (F_1) и в роторе (F_2):

$$F_{fm} = w_f I_f = F_1 + F_2. \qquad (53\text{-}24)$$

Результаты расчетов, проведенных при ряде значений ЭДС E_f, представляются в виде характеристики холостого хода и характеристик намагничивания. Ха-

рактеристикой холостого хода называется зависимость ЭДС взаимной индукции E_f от тока возбуждения I_f или от МДС возбуждения E_{fm}.

К характеристикам намагничивания относятся основная характеристика намагничивания, представляющая собой зависимость $\Phi_m = f(F_{fm})$; характеристика намагничивания магнитопровода статора и зазора $\Phi_m = f(F_1)$, называемая переходной характеристикой намагничивания; характеристика намагничивания зазора $\Phi_m = f(F_\delta)$; характеристика намагничивания для потока рассеяния $\Phi_{f\sigma} = f(F_1)$ и характеристика намагничивания магнитопровода ротора $\Phi_2 = f(F_2)$.

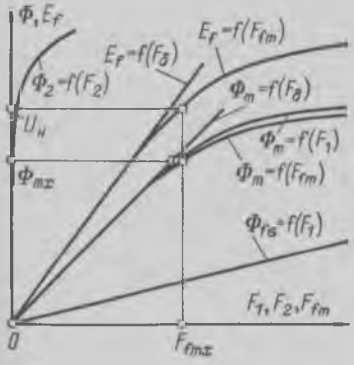


Рис. 53-7. Характеристика холостого хода и характеристики намагничивания синхронной машины.

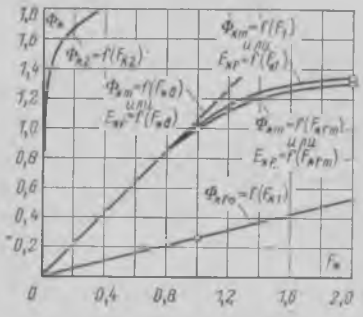


Рис. 53-8. Нормальные характеристики холостого хода и намагничивания явнополюсных синхронных машин.

Характеристики холостого хода и намагничивания явнополюсной синхронной машины показаны на рис. 53-7. При небольшом возбуждении поток взаимной индукции Φ_m и ЭДС E_f пропорциональны МДС F_{fm}, практически совпадающей с магнитным напряжением зазора F_δ. По мере увеличения насыщения все большая доля МДС приходится на магнитные напряжения стальных участков цепи ($F_{fm} - F_\delta$). Особенно заметно возрастает магнитное напряжение ротора F_2, поскольку в образовании магнитного потока ротора, $\Phi_2 = \Phi_m + \Phi_{f\sigma}$, все большую роль играет поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$, увеличивающийся с ростом возбуждения значительно быстрее, чем поток взаимной индукции Φ_m [отношение $\Phi_{f\sigma}/\Phi_m$ по (53-19) постепенно увеличивается]. Это приводит к тому, что МДС $F_{fm} = F_1 + F_2$ все в большей мере отличается от F_δ и характеристика $\Phi_m = f(F_{fm})$ все сильнее отклоняется от прямолинейной характеристики намагничивания зазора $\Phi_m = f(F_\delta)$.

Характеристика холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ подобна по форме основной характеристике намагничивания $\Phi_m = f(F_{fm})$. Характеристику холостого хода и характеристики намагничивания (по рис. 53-7) можно представить в относительной форме, приняв за

базисные значения номинальное напряжение $U_н$, магнитный поток взаимной индукции

$$\Phi_{mx} = \frac{U_н}{4k_l f_1 w_1 k_{o1}},$$

соответствующий номинальному напряжению $E_f = U_н$ при холостом ходе, и МДС возбуждения $F_{fm} = F_{fmx} = w_f I_{fx}$, соответствующую номинальному напряжению при холостом ходе. Далее следует, последовательно перебирая точки, принадлежащие каждой из характеристик рис. 53-7, выразить величины, определяющие положение этих точек, в относительных единицах ($E_{*f} = E_f/U_н$; $\Phi_{*m} = \Phi_m/\Phi_{mx}$; $\Phi_{*f\sigma} = \Phi_{f\sigma}/\Phi_{mx}$; $\Phi_{*2} = \Phi_2/\Phi_{mx}$; $F_{*fm} = F_{fm}/F_{fmx}$; $F_{*1} = F_1/F_{fmx}$; $F_{*\delta} = F_\delta/F_{fmx}$; $F_{*2} = F_2/F_{fmx}$) и перестроить эти характеристики в виде зависимостей между величинами в относительных единицах. Как видно из рис. 53-8, характеристика холостого хода и основная характеристика намагничивания в относительных единицах совпадают. Кроме того, сравнивая между собой характеристики намагничивания ряда различных явнополюсных машин, можно убедиться в том, что в относительных единицах они мало различаются. Усредненные относительные характеристики холостого хода и намагничивания явнополюсных синхронных машин, называемые нормальными характеристиками, приведены на рис. 53-8.

53-3. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ НЕЯВНОПОЛЮСНОЙ МАШИНЫ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Магнитная цепь неявнополюсной машины имеет некоторые особенности лишь в области ротора (рис. 53-9). Ее расчет при холостом ходе аналогичен описанному выше расчету магнитной цепи явнополюсной машины. Картина магнитного поля в неявнополюсной машине при холостом ходе изображена на рис. 53-10. Результирующее поле в области ротора (рис. 53-10) представлено как сумма поля взаимной индукции (рис. 53-10, *а*) и поля рассеяния обмотки возбуждения (рис. 53-10, *б*).

Магнитодвижущая сила возбуждения F_f, образующая поток взаимной индукции Φ_m, определяется исходя из закона полного тока для средней магнитной линии *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, включающей участки L_{a1} (в ярме статора), h_{Z1} (в зубцах статора), δ (в зазоре), h_{Z2} (в зубцах ротора), L_{a2} (в ярме ротора):

$$F_{fm} = F_1 + F_2, \qquad (53\text{-}25)$$

где $F_1 = F_\delta + F_{Z1} + F_{a1}$ — магнитное напряжение магнитопровода статора и зазора;

$F_2 = F_{Z2} + F_{a2}$ — магнитное напряжение ротора.

Магнитное напряжение статора и зазора F_1 и его составляющие F_δ, F_{Z1}, F_{a1} рассчитываются по тем же формулам, что и в явнополюсных машинах [(53-14) и § 40-2], если коэф-

фициенты k_B и α_δ и коэффициент зазора k_3 определить с учетом особенностей неявнополюсной машины.

Коэффициенты k_B и α_δ с учетом насыщения нужно найти по § 53-1, задавшись предварительно коэффициентом $k_Z = (F_\delta + F_{Z1})/F_\delta$; коэффициент k_δ рассчитать по формуле

$$k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2} \rho + k_{\delta 1} (1 - \rho), \qquad (53\text{-}26)$$

где $k_{\delta 1}$ по (53-14);

$$k_{\delta 2} = \frac{t_{Z2}}{t_{Z2} - \gamma_2 \delta}; \qquad \gamma_2 = \frac{(b_{п2}/\delta)^2}{5 + b_{п2}/\delta}.$$

При расчете магнитного напряжения ротора F_2 и его составляющих F_{Z2}, F_{a2} требуется (так же, как в явнополюсной машине) учесть влияние потока поля рассеяния. Для определения потока Φ_2 в основании зубцов ротора нужно добавить к потоку Φ_m, найденному по картине поля на рис. 53-10, *а*, поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$, найденный по картине поля на рис. 53-10, *б*. Расчет потока рассеяния производится по тем же формулам (53-16), (53-19), что и в явнополюсных машинах; он также пропорционален магнитному напряжению F_1 между точками *3* и *5*, совпадающему с магнитным напряжением между точками *7* и *8* (на рис. 53-10 характерные точки обозначены теми же цифрами, что и на рис. 53-6), и коэффициенту магнитной проводимости $\lambda_{f\Phi}$. Последний зависит от формы и количества пазов ротора, размещающихся на пути потока рассеяния *7*, *8*, *7'* между соседними разнополярными большими зубцами $Z_2/2p$ (на рис. 53-10, *б* на половине этого пути размещается шесть пазов), и может быть вычислен по формуле

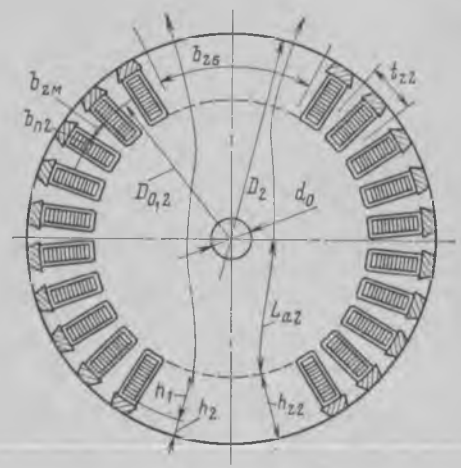


Рис. 53-9. Размеры активной зоны ротора неявнополюсной машины.

$$\lambda_{f\Phi} = \frac{8p}{Z_2} (\lambda_п + \lambda_т), \qquad (53\text{-}27)$$

где $\lambda_т = \frac{h_1}{2b_{п2}} + \frac{h_2}{b_{п2}}$ — коэффициент проводимости паза ротора для потока рассеяния;

$\lambda_т = 0{,}2 + \frac{\delta}{2t_{Z2}}$ — коэффициент проводимости по головкам зубцов ротора для потока рассеяния;

h_1 и h_2 — размеры по высоте паза, соответствующие его частям, заполненным и незаполненным проводниками (рис. 53-9).

Коэффициент проводимости для потока рассеяния $\lambda_{f\Phi}$ в неявнополюсных машинах относительно меньше, чем в явнополюсных; его отношение к проводимости зазора

$$\lambda_\delta = \frac{\alpha_\delta \tau}{k_\delta \delta} = \frac{\Phi_m}{\mu_0 I_\delta F_\delta}$$

равно обычно 0,035—0,045 и лишь в машинах с непосредственным охлаждением обмоток может достигать 0,06—0,08. В среднем для

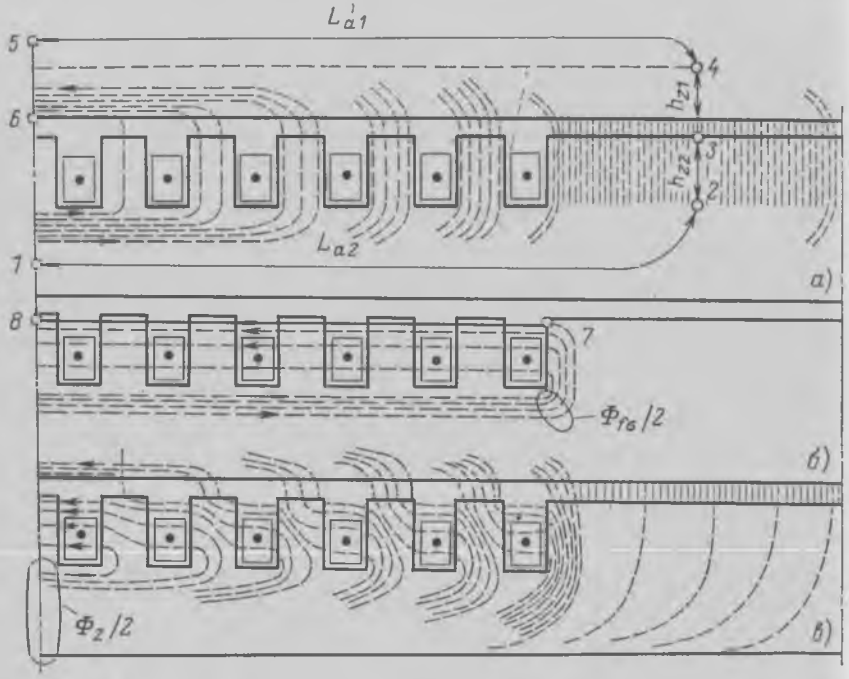


Рис. 53-10. Магнитное поле в неявнополюсной машине при холостом ходе. *а* — поле взаимной индукции; *б* — поле рассеяния; *в* — результирующее поле.

машин с косвенным охлаждением это отношение можно принять равным

$$k = \frac{\lambda_{f\Phi}}{\lambda_\delta} = 0{,}04$$

и вычислять поток рассеяния по (53-19), в которое проводимость $\lambda_{f\Phi}$ не входит.

Индукция в зубцах ротора B_{Z2} определяется в их расчетном сечении, соответствующем поверхности с диаметром

$$D_{0,2} = D_2 - 2h_{Z2} + 2 \cdot 0{,}2h_{Z2},$$

которая располагается на расстоянии $0{,}2\,h_{Z2}$ от оснований зубцов.

При этом нужно учитывать, что расчетное сечение (рис. 53-9)

$$S_{Z6} = \frac{(1-\rho)\,\pi D_{0,2}}{2p}\, l_2 = b_{Z6} l_2$$

больших зубцов, помещающихся в зоне больших индукций, полностью используется для проведения потока. В то же время суммарное сечение малых зубцов $\frac{Z_2}{2p} l_2 b_{Z_M}$, распределенных в зоне уменьшенных индукций, оказывается неиспользованным. Для проведения потока используется только часть суммарного сечения малых зубцов, называемая их расчетным сечением и определяемая по формуле

$$S_{Z_M} = \frac{Z_2}{2p} l_2 b_{Z_M}(0{,}715\rho),$$

где $b_{Z_M} = \frac{\pi D_{0.2}\rho}{Z_2} - b_{п2}$;

Z_2 — число пазов ротора.

Магнитное напряжение зубцов ротора

$$F_{Z2} = h_{Z2} H_{Z2}, \qquad (53\text{-}28)$$

где H_{Z2} — напряженность поля в расчетном сечении зубцов ротора $S_Z = S_{Z6} + S_{Z_M}$, соответствующем индукции в этом сечении; $B_{Z2} = \Phi_2/S_Z$ (см. [13]).

Примечание. При больших индукциях $B_{Z_2} > 1{,}8$ Тл нужно учитывать вытеснение потока из зубцов в пазы с помощью коэффициента

$$k_{п.\,х} = \frac{\pi D_{0,2} l_2 (1-\rho+0{,}715\rho^2)}{2pS_Z} - 1$$

(в [13] даны семейства характеристик намагничивания роторных поковок для различных значений $k_{п.\,х}$).

Магнитное напряжение ярма ротора

$$F_{a2} = L_{a2} H_{a2}, \qquad (53\text{-}29)$$

где $L_{a2} = \frac{D_2 - 2h_{Z_2}}{2} \sin\frac{\pi}{2p}$ или по рис. 53-9;

H_{a2} — максимальная напряженность поля в ярме, соответствующая индукции

$$B_{a2} = \frac{\Phi_2}{l_2 (D_2 - 2h_{Z_2} - d_0)}$$

(см. [13, разд. 7]).

Магнитное напряжение ротора

$$F_2 = F_{Z2} + F_{a2}. \qquad (53\text{-}30)$$

Расчет магнитной цепи при каждом из заданных значений ЭДС E_f завершается определением МДС возбуждения $F_{fm} = w_f I_f$,

уравновешивающей сумму магнитных напряжений в статоре, зазоре (F_1) и в роторе (F_2):

$$F_{fm} = w_f I_f = F_1 + F_2. \qquad (53\text{-}31)$$

Так же как в явнополюсных машинах, результаты расчета магнитной цепи представляются в виде характеристики холостого хода и характеристик намагничивания, которые могут быть построены в абсолютных единицах (как на рис. 53-7) или в относительных единицах (как на рис. 53-8).

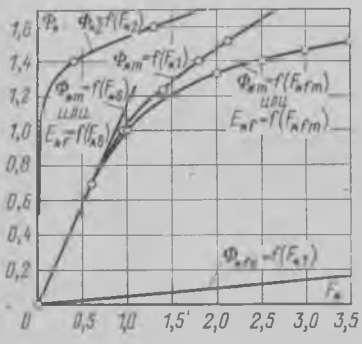


Рис. 53-11. Нормальные характеристики холостого хода и намагничивания неявнополюсных синхронных машин.

Характеристики различных неявнополюсных машин в относительных единицах мало отличаются друг от друга, и, когда отсутствуют характеристики конкретной машины, можно использовать в расчете усредненные относительные характеристики холостого хода и намагничивания неявнополюсных машин, называемые нормальными характеристиками. Нормальные характеристики холостого хода и намагничивания неявнополюсных машин приведены на рис. 53-11.

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ЧЕТВЕРТАЯ

МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА, МАГНИТНОЕ ПОЛЕ, ЭДС И ПАРАМЕТРЫ ОБМОТКИ ЯКОРЯ

54-1. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ЯКОРЯ И ЕЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПО ПРОДОЛЬНОЙ И ПОПЕРЕЧНОЙ ОСЯМ

Магнитное поле в нагруженной синхронной машине образуется током в обмотке возбуждения и симметричной системой токов в многофазной (обычно трехфазной, $m_1 = 3$) обмотке. Наибольшую роль в процессе преобразования энергии в машине играет поле взаимной индукции, соответствующее основной гармонической индукции в зазоре.

В образовании поля взаимной индукции принимают участие МДС обмотки возбуждения с амплитудой $F_{fm} = w_f I_f$ и основная гармоническая МДС обмотки якоря (см. § 25-4) с амплитудой

$$F_{am} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{I w_1 k_{o1}}{p}. \qquad (54\text{-}1)$$

Предположим сначала, что магнитная цепь машины не насыщена, считая относительную магнитную проницаемость стальных участков цепи бесконечно большой $\mu_{rc} = \infty$. При этом допущении магнитное сопротивление цепи имеет лишь одну постоянную со-

ставляющую — сопротивление зазора. Магнитная цепь может считаться линейной, и поле взаимной индукции в ней может быть представлено в виде суммы более простых полей: поля от МДС обмотки возбуждения F_{fm} и поля от МДС обмотки якоря F_a.

Поле от МДС возбуждения F_{fm} уже было изучено при рассмотрении холостого хода (гл. 53). При $\mu_{rc} = \infty$ магнитные напряжения стальных участков равны нулю ($F_{a1} = F_{Z1} = F_m = F_{Z2} = F_{a2} = 0$), МДС возбуждения уравновешивает только магнитное напряжение зазора ($F_{fm} = F_\delta$); магнитный поток возбуждения $\Phi_{fm} = \Phi_m$ и ЭДС возбуждения E_f могут быть определены по спрямленным в начале координат характеристикам намагничивания и холостого хода [$\Phi_m = f(F_\delta)$ и $E_f = f(F_\delta)$] на рис. 53-7.

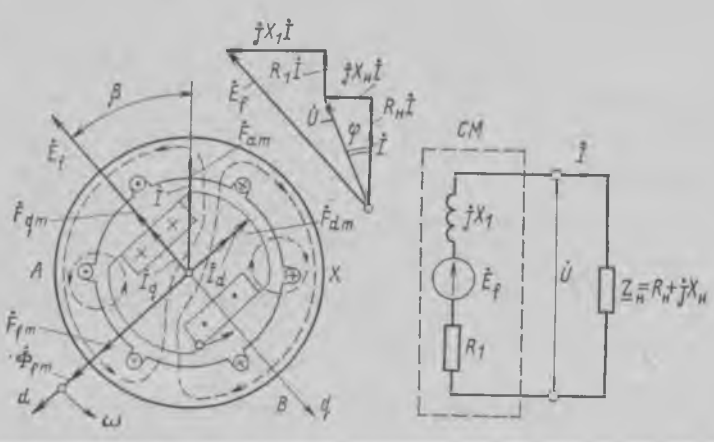


Рис. 54-1. Магнитное поле от МДС обмотки якоря при нагрузке.

На диаграмме рис. 54-1, показанной на комплексной плоскости однопериодной модели трехфазной синхронной машины, направления комплексов МДС возбуждения F_{fm} и потока возбуждения $\dot{\Phi}_{fm}$ определяются током I_f в обмотке возбуждения. Электродвижущая сила возбуждения $\dot{E}_f$, индуктированная в обмотке якоря полем возбуждения, отстает на угол $\pi/2$ от потока возбуждения $\dot{\Phi}_{fm}$.

Магнитодвижущая сила якоря F_{am} совпадает по направлению с током якоря I (§ 25-4), амплитуда и фаза которого по отношению к ЭДС $\dot{E}_f$ зависят от нагрузки машины. В зависимости от режима, в котором работает машина, и от нагрузки в этом режиме угол β между ЭДС $\dot{E}_f$ и током I (или МДС F_{am}) может быть любым в пределах от 0 до 2π.

В неявнополюсной машине определение магнитного поля от произвольно ориентированной МДС F_{am} не вызывает затруднений, поскольку зазор между ротором и статором всюду одинаков (поле определяется так же, как в асинхронной машине). В явнополюсной машине поле от МДС F_{am} при произвольном угле β достаточно

сложно (рис. 54-1). Расчет поля якоря существенно упрощается, если определять его как сумму полей от составляющих МДС F_{am} по двум взаимно перпендикулярным осям ротора-модели: продольной оси d, совпадающей с осью полюсов и направленной по МДС F_{fm}, и поперечной оси q, совпадающей с осью промежутка между полюсами и опережающей ось d на электрический угол $\pi/2$. Разложение МДС F_{am} на продольную F_{dm} и поперечную F_{qm} составляющие произведено на рис. 54-1. Амплитуды этих составляющих равны:

$$\left.\begin{aligned} F_{dm} &= F_{am}\,|\sin\beta|; \\ F_{qm} &= F_{am}\,|\cos\beta|. \end{aligned}\right\} \tag{54-2}$$

Сопоставляя (54-1), (54-2), можно видеть, что составляющие F_{am} могут мыслиться образованными соответственно продольной системой токов с действующим значением $I_d = I\,|\sin\beta|$ и поперечной системой токов с действующим значением $I_q = I\,|\cos\beta|$:

$$\left.\begin{aligned} F_{dm} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{I_d w_1 k_{o1}}{p}; \\ F_{qm} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{I_q w_1 k_{o1}}{p}. \end{aligned}\right\} \tag{54-3}$$

54-2. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ СИЛА ЯКОРЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ НАГРУЗКАХ В РЕЖИМЕ ГЕНЕРАТОРА

Рассмотрим работу синхронной машины в режиме генератора, когда обмотка ее якоря включена на симметричную автономную нагрузку с одинаковыми сопротивлениями во всех фазах $Z_н = R_н + jX_н$. Выясним, как зависят от нагрузки МДС якоря F_{am} и ее продольная и поперечная составляющие, F_{dm} и F_{qm}.

Схема замещения ненасыщенной машины в этом режиме изображена на рис. 54-1. Ток I, появляющийся в обмотке якоря под действием ЭДС возбуждения $\dot{E}_f$, зависит не только от сопротивления нагрузки $Z_н$, но и от собственного сопротивления фазы обмотки якоря $R_1 + jX_1$,

$$\left.\begin{aligned} \dot{I} &= \frac{\dot{E}_f}{(R_1 + R_н) + j(X_1 + X_н)}; \\ I &= \frac{E_f}{\sqrt{(R_1 + R_н)^2 + (X_1 + X_н)^2}}. \end{aligned}\right\} \tag{54-4}$$

Угол β зависит от отношения реактивной составляющей сопротивления схемы к его активной составляющей:

$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{X_1 + X_н}{R_1 + R_н}. \tag{54-5}$$

В этих уравнениях индуктивное сопротивление обмотки якоря X_1 складывается из индуктивного сопротивления рассеяния X_σ и глав-

ного индуктивного сопротивления X_a, связанного с полем взаимной индукции якоря. В неявнополюсной машине, имеющей равномерный зазор, сопротивление X_a рассчитывается так же, как в асинхронной машине (см. § 28-5). В явнополюсной машине сопротивление X_a зависит от положения МДС F_a по отношению к осям полюсов (см. ниже § 54-5). Сопротивление R_1 является активным сопротивлением фазы якоря.

В неявнополюсной машине расчет R_1 производится так же, как в асинхронной машине (§ 31-2); особенности его расчета в явнополюсной машине изложены в § 54-5.

Из диаграммы напряжений, построенной на рис. 54-1, видно, что угол β в общем случае отличается от угла φ между током $\dot{I}$ и напряжением на выводах машины $\dot{U} = Z_н \dot{I}$, зависящего только от сопротивления нагрузки.

1. Индуктивная нагрузка. При индуктивной нагрузке (рис. 54-2, *б*), когда $Z_н = jX_н$, $R_н = 0$ и $X_н > 0$, а собственное активное сопротивление фазы R_1 мало по сравнению с индуктивным сопротивлением $X_1 + X_н$, ток $\dot{I}$ отстает от ЭДС $\dot{E}_f$ на угол $\beta = \operatorname{arctg} \infty = +\pi/2$ и направлен по продольной оси:

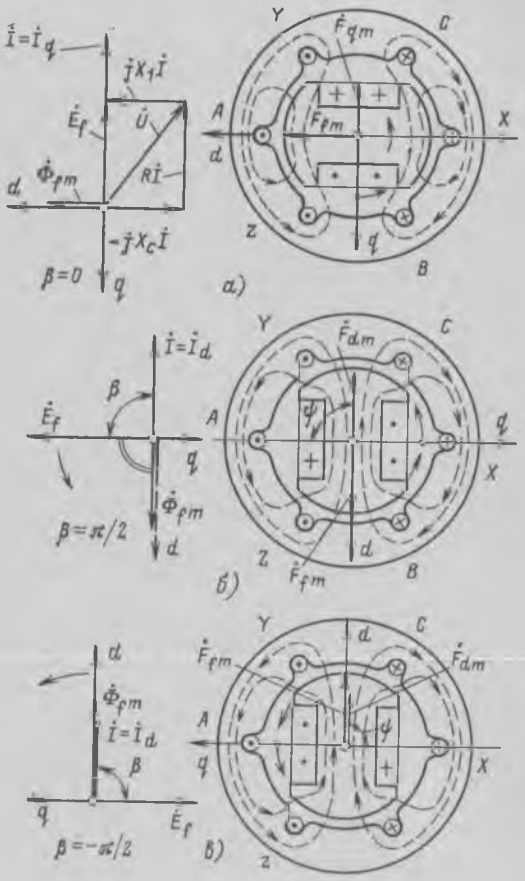


Рис. 54-2. Магнитное поле и МДС якоря при характерных нагрузках.

а — поле и МДС от поперечного тока якоря; *б* — поле и МДС от продольного размагничивающего тока; *в* — поле и МДС от продольного намагничивающего тока.

$$I_d = I \sin \beta = I; \qquad I_q = I \cos \beta = 0.$$

Магнитодвижущая сила якоря $F_{am} = F_{dm}$ и магнитное поле от системы продольных токов $I = I_d$ направлены в противоположную сторону по отношению к МДС возбуждения F_{fm} и ослабляют поле

возбуждения. Таким образом, *при индуктивной нагрузке по обмотке якоря протекает система продольных размагничивающих токов* I_d.

2. Емкостная нагрузка. Емкостная нагрузка (по отношению к ЭДС E_f) имеет место при включении обмотки якоря на систему симметричных емкостей C с сопротивлением $Z_н = jX_н$, подобранным таким образом, что реактивное сопротивление $X_н = -X_C = -1/\omega C < 0$ по абсолютному значению превышает собственное индуктивное сопротивление якоря X_1, т. е. $X_C = |X_н| > X_1$ и $X_1 + X_н = X_1 - X_C < 0$.

При емкостной нагрузке (рис. 54-2, *в*) в случае, когда собственное активное сопротивление фазы R_1 мало по сравнению с индуктивным сопротивлением $|X_н + X_1|$[1], угол между током якоря $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}_f$ равен:

$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{X_н + X_1}{R + R_1} = \operatorname{arctg}(-\infty) = -\pi/2.$$

Это означает, что ток якоря $\dot{I}$ опережает ЭДС $\dot{E}_f$ на угол β и, следовательно, направлен по продольной оси:

$$I_d = I\,|\sin\beta| = I;$$
$$I_q = I\,|\cos\beta| = 0.$$

При этом *МДС якоря* $F_{am} = F_{dm}$ *и магнитное поле от системы продольных токов* $I = I_d$ *совпадают по направлению с МДС возбуждения* F_{fm} *и усиливают поле возбуждения*. Таким образом, *при емкостной нагрузке по обмотке якоря протекает система продольных намагничивающих токов* I_d.

3. Активная нагрузка. Под активной нагрузкой по отношению к ЭДС возбуждения $\dot{E}_f$ понимается такая нагрузка, при которой ток якоря $\dot{I}$ совпадает по фазе с ЭДС $\dot{E}_f$ и угол $\beta = 0$ (рис. 54-2, *а*). Такой режим может быть практически осуществлен, если обмотка якоря включена на систему симметричных активно-емкостных сопротивлений $Z_н = R_н + jX_н$ (где $X_н = -X_C = -1/\omega C$), подобранных таким образом, чтобы $X_1 = X_C$ и полное реактивное сопротивление контура $X_1 + X_н = X_1 - X_C$ обратилось в нуль (см. диаграмму напряжений на рис. 54-2, *а*, построенную при пренебрежении сопротивлением R_1). При такой нагрузке угол между током якоря $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}_f$ равен:

$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{X_н + X_1}{R_н} = \operatorname{arctg} 0 = 0;$$

ток якоря направлен по поперечной оси:

$$I_q = I\cos\beta = I;$$
$$I_d = I\sin\beta = 0.$$

Магнитное поле якоря, образованное МДС якоря $F_a = F_q$, получается поперечным. Поперечное поле встречает на своем

пути значительно больший зазор, чем продольное поле. *Суммируясь с полем возбуждения, поперечное поле несколько увеличивает результирующее поле, отклоняя его от продольной оси.*

54-3. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ВЗАИМНОЙ ИНДУКЦИИ И ЭДС ОТ ТОКОВ В ОБМОТКЕ ЯКОРЯ

Без учета насыщения (при допущении $\mu_{rc} = \infty$) магнитное поле от токов якоря I может быть рассмотрено независимо от поля возбуждения.

В неявнополюсной машине с равномерным зазором δ магнитное поле якоря в зазоре повторяет по форме основную гармоническую МДС якоря F_{am}. Индукция распределяется в зазоре синусоидально (см. § 25-5), и ее амплитуда равна $B_{\delta 1m} = \mu_0 F_{am}/\delta k_\delta$. С обмоткой якоря сцеплен магнитный поток взаимной индукции

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} \tau l_\delta B_{\delta 1m}, \tag{54-6}$$

образующий с фазой якоря потокосцепление

$$\Psi_{am} = w_1 k_{o1} \Phi_m; \tag{54-7}$$

в обмотке якоря этим полем взаимной индукции индуктируется ЭДС

$$\dot{E}_a = -j \frac{\omega \dot{\Psi}_{am}}{\sqrt{2}}, \tag{54-8}$$

отстающая на угол $\pi/2$ от совпадающих по фазе $\dot{\Psi}_{am}$, $\dot{\Phi}_m$, $\dot{B}_\delta$, F_a и I.

В явнополюсной машине поле взаимной индукции от тока якоря I при произвольном угле β очень сложно (см. рис. 54-1). Поэтому принято определять его как сумму более простых полей: поля взаимной индукции от продольной составляющей тока I_d и поля взаимной индукции от поперечной составляющей тока I_q.

1) Поле взаимной индукции и ЭДС от продольной составляющей тока. Система продольных токов I_d в обмотке якоря (по рис. 54-2, *б* или *в*) образует синусоидально-распределенную МДС с амплитудой F_{dm}. Поле взаимной индукции от этой МДС может быть найдено численными методами или с помощью математического моделирования. Как показано на рис. 54-3, *а*, распределение радиальной составляющей индукции в зазоре получается несинусоидальным.

Отношение основной гармонической индукции от продольной МДС якоря B_{ad1m} к амплитуде индукции B_{adm} от этой МДС, определенной при равномерном зазоре δ и показанной пунктиром (54-9), называется коэффициентом формы поля по продольной оси

$$k_d = \frac{B_{ad1m}}{B_{adm}}, \tag{54-9}$$

где $B_{adm} = \mu_0 F_{dm}/\delta$.

Коэффициент k_d, с помощью которого легко рассчитать B_{ad1m}, зная B_{adm}, зависит главным образом от отношения максимального зазора δ_m к минимальному δ (рис. 54-3, *а*). Зависимости $k_d = f(\delta_m/\delta'$ и $\delta'/\tau)$, найденные по картинам магнитных полей при гладкой поверхности магнитопровода якоря и характерных для явнополюсных машин относительных размерах полюсного наконечника ($\alpha = b_p/\tau = 0{,}69 \div 0{,}72$), приведены на рис. 54-4. При гладкой поверхности якоря зазор δ' понимается как зазор между статором и ротором на оси полюса $\delta' = \delta$.

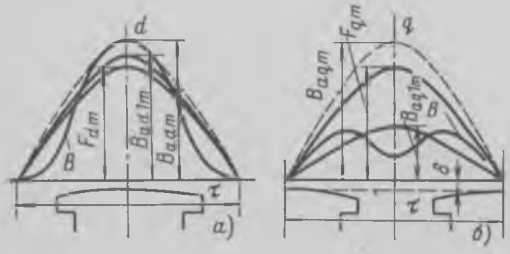


Рис. 54-3. Магнитные поля от продольной (*а*) и поперечной (*б*) систем токов в обмотке якоря.

При необходимости учесть влияние пазов в магнитопроводе якоря и в полюсном наконечнике следует считать $\delta' = \delta k_\delta$ и $\delta_m/\delta' = \delta_m/k_\delta\delta$ (см. § 53-1 — вычисление k_f, k_ϕ и т. д.).

Определив по кривым рис. 54-4 коэффициент k_d, нетрудно рассчитать магнитный поток взаимной индукции, соответствующий току I_d,

$$\Phi_{adm} = \frac{2}{\pi}\tau l_\delta B_{ad1m} = \frac{2}{\pi}\tau l_\delta k_d B_{adm}, \qquad (54\text{-}10)$$

где $B_{adm} = \mu_0 F_{dm}/\delta k_\delta$.

С фазой обмотки якоря этот поток образует потокосцепление

$$\Psi_{adm} = w_1 k_{o1} \Phi_{adm} \qquad (54\text{-}11)$$

и индуктирует в ней ЭДС взаимной индукции

$$\dot{E}_{ad} = -j\frac{\omega \dot{\Psi}_{adm}}{\sqrt{2}}. \qquad (54\text{-}12)$$

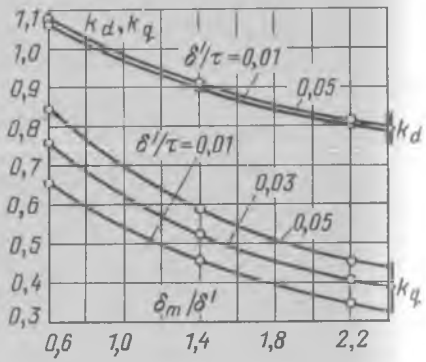


Рис. 54-4. Коэффициенты формы поля по продольной и поперечной осям k_d и k_q.

2) Поле взаимной индукции и ЭДС от поперечной составляющей тока. Поле взаимной индукции от системы поперечных токов I_{qm} в обмотке якоря (по рис. 54-2, *а*) также имеет несинусоидальную форму. Как видно из рис. 54-3, *б*, радиальная составляющая индукции B в зоне промежутка между полюсными наконечниками получается существенно ослабленной по сравнению с индукцией, которая была бы при равномерном зазоре δ (показана на рисунке пунктиром).

Магнитный поток взаимной индукции от поперечной МДС рас-

считывается с помощью коэффициента формы поля по поперечной оси k_q, под которым понимается отношение основной гармонической индукции от поперечной МДС якоря B_{aq1m} к амплитуде индукции B_{aqm} от этой МДС, определенной при равномерном зазоре δ и показанной пунктиром:

$$k_q = \frac{B_{aq1m}}{B_{aqm}}, \tag{54-13}$$

где $B_{aqm} = \mu_0 F_{qm}/\delta$.

Зависимости $k_q = f(\delta_m/\delta'$ и $\delta'/\tau)$, найденные по картинам магнитных полей при гладкой поверхности магнитопровода якоря, приведены на рис. 54-4. Как уже пояснялось выше, при гладкой поверхности якоря $\delta' = \delta$ и при необходимости учесть влияние пазов следует считать $\delta' = \delta k_\delta$. После определения коэффициента k_q по кривым рис. 54-4 легко рассчитать поток взаимной индукции, соответствующий току I_q,

$$\Phi_{aqm} = \frac{2}{\pi}\tau l_\delta B_{aq1m} = \frac{2}{\pi}\tau l_\delta k_q B_{aqm}, \tag{54-14}$$

где $B_{aqm} = \mu_0 F_{qm}/\delta k_\delta$.

С фазой обмотки якоря этот поток образует потокосцепление

$$\Psi_{aqm} = w_1 k_{o1} \Phi_{aqm} \tag{54-15}$$

и индуктирует в ней ЭДС взаимной индукции

$$\dot{E}_{aq} = -j\frac{\omega \dot{\Psi}_{aqm}}{\sqrt{2}}. \tag{54-16}$$

54-4. ЭКВИВАЛЕНТИРОВАНИЕ МДС ОБМОТКИ ЯКОРЯ В НЕНАСЫЩЕННОЙ МАШИНЕ

Магнитодвижущая сила обмотки якоря F_{am} и ее продольная и поперечная составляющие F_{dm}, F_{qm} отличаются по форме от МДС обмотки возбуждения F_f. Магнитодвижущая сила якоря распределена по поверхности синусоидально; распределение МДС возбуждения значительно отличается от синусоидального. Это обстоятельство затрудняет сложение МДС якоря и возбуждения. Поэтому для упрощения расчетов синусоидальные МДС якоря заменяются эквивалентными МДС обмотки возбуждения, выбранными по условиям сохранения основных гармонических индукции в зазоре и ЭДС, индуктированных в обмотке якоря.

Продольная МДС якоря F_{dm}, образующая поле с основной гармонической индукции $B_{ad1m} = k_d B_{adm} = k_d \mu_0 F_{dm}/\delta k_\delta$, заменяется МДС обмотки возбуждения $F_{fm} = F_{adm}$, которая создает поле с такой же основной гармонической индукции $B_{\delta 1m} = k_f \mu_0 F_{adm}/\delta k_\delta = B_{ad1m}$ (см. § 53-1), откуда МДС обмотки возбуждения, эквивалентная продольной МДС якоря,

$$F_{adm} = k_{ad} F_{dm}, \tag{54-17}$$

где $k_{ad} = k_d/k_f$ — коэффициент реакции якоря по продольной оси, определяемый с помощью кривых рис. 54-4 для k_d и рис. 53-3 для k_f.

Аналогично МДС обмотки возбуждения, эквивалентная поперечной МДС якоря,

$$F_{aqm} = k_{aq} F_{qm}, \tag{54-18}$$

где $k_{aq} = k_q/k_f$ — коэффициент реакции якоря по поперечной оси, определяемый с помощью кривых рис. 54-4 для k_q и рис. 53-3 для k_f.

При эквивалентировании МДС якоря в неявнополюсной машине МДС якоря F_{am}, образующая поле с основной гармонической индукции $B_{a1m} = \mu_0 F_{am}/\delta k_\delta$, заменяется МДС возбуждения $F_{fm} = F_{afm}$, которая создает поле с такой же основной гармонической индукции

$$B_{\delta f1m} = k_f \mu_0 F_{afm}/\delta k_\delta = B_{a1m},$$

откуда МДС обмотки возбуждения, эквивалентная МДС якоря (в неявнополюсной машине),

$$F_{afm} = k_a F_{am} = F_{am}/k_f, \tag{54-19}$$

где $k_a = 1/k_f$ — коэффициент реакции якоря, определяемый с помощью кривых рис. 53-3.

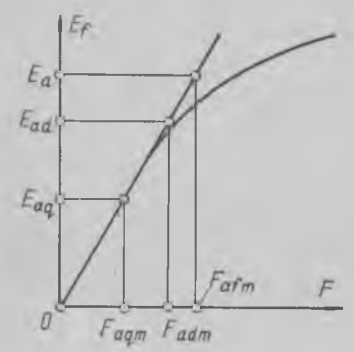


Рис. 54-5. Определение ЭДС от токов в обмотке якоря с помощью эквивалентных МДС возбуждения.

Заменяя МДС F_{dm}, F_{qm}, F_{am} на МДС F_{adm}, F_{aqm}, F_{afm}, нужно иметь в виду, что *направление осей этих МДС на пространственно-временной диаграмме при эквивалентировании сохраняется.*

Введение эквивалентных МДС возбуждения F_{adm}, F_{aqm} (в явнополюсной машине) и F_{afm} (в неявнополюсной машине) открывает возможность определения ЭДС взаимной индукции E_{ad}, E_{aq} и E_a от токов I_d, I_q и I в обмотке якоря по характеристике холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ без выполнения расчетов по (54-8), (54-12), (54-16).

В ненасыщенной машине, в которой $F_{fm} = F_\delta$, для этого нужно воспользоваться спрямленной характеристикой холостого хода $E_f = f(F_\delta)$, как показано на рис. 54-5.

54-5. ПАРАМЕТРЫ ОБМОТКИ ЯКОРЯ (ДЛЯ ТОКОВ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ)

Фаза обмотки якоря синхронной машины обладает активным сопротивлением и определенным индуктивным сопротивлением, связанным с полями взаимной индукции и рассеяния от токов в обмотке якоря.

В установившемся симметричном режиме в обмотке якоря имеется система токов I, образующих основную гармоническую МДС F_{am} и магнитное поле взаимной индукции, которые вращаются со скоростью ротора и занимают определенное положение по отношению к осям ротора d и q. Такая система токов в обмотке якоря называется системой токов прямой последовательности.

Образованное такой системой токов поле неподвижно по отношению к ротору. Оно не индуктирует в обмотках ротора (в обмотке возбуждения и в демпферной обмотке) каких-либо токов, которые могли бы вызывать дополнительные потери или демпфировать магнитное поле от токов в якоре. Поэтому при расчете сопротивлений фазы якоря для токов прямой последовательности приходится учитывать только магнитное поле и потери от токов в самой обмотке якоря.

1) Активное сопротивление проводников обмотки якоря. Это сопротивление определяется по электрическим потерям, найденным с учетом вытеснения тока (см. § 31-2). С целью уменьшения электрических потерь

$$P_{э1} = m_1 R I^2 \tag{54-20}$$

и активного сопротивления проводников фазы якоря R в крупных синхронных машинах применяется транспонирование элементарных проводников. Благодаря такой конструкции активное сопротивление обмотки якоря в крупных машинах в относительных единицах очень мало: $R_* = RI_н/U_н = 0{,}006 \div 0{,}002$ и менее.

2) Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря. Индуктивное сопротивление рассеяния фазы якоря X_σ связано с полями рассеяния обмотки и индуктивностью рассеяния фазы якоря $L_{\sigma 1}$ по (28-7)

$$X_\sigma = 2\pi f L_{\sigma 1} = 4\pi\mu_0 f w_1^2 \frac{l_\delta}{pq_1} \lambda_{\sigma 1}. \tag{54-21}$$

Поскольку поля рассеяния не зависят от формы зазора (влияние формы зазора несущественно), формулы для расчета проводимости рассеяния $\lambda_{\sigma 1}$ из § 28-7 одинаково пригодны для неявнополюсных и явнополюсных машин. Магнитное сопротивление для полей рассеяния якоря определяется в основном различными немагнитными промежутками (в области пазов, зазора и лобовых частей) с магнитной проводимостью μ_0. Это позволяет пренебречь сопротивлением стальных участков на путях полей рассеяния и считать сопротивление рассеяния во всех рабочих режимах постоянными (даже в том случае, когда магнитная цепь поля взаимной индукции насыщена).

В результате изменения полей рассеяния с частотой f в обмотке якоря индуктируется ЭДС рассеяния

$$\dot{E}_\sigma = -jX_\sigma \dot{I} = -j\frac{\omega \dot{\Psi}_{\sigma m}}{\sqrt{2}}, \tag{54-22}$$

где $\dot{\Psi}_{\sigma m} = L_{\sigma 1}(\sqrt{2}\dot{I})$ — потокосцепление рассеяния фазы якоря.

3) Главное индуктивное сопротивление якоря (в неявнополюсной машине). В ненасыщенной неявнополюсной машине, имеющей равномерный зазор δ, главное индуктивное сопротивление якоря X_a, называемое также сопротивлением взаимной индукции якоря, рассчитывается по главной индуктивности обмотки L_{11} (28-4):

$$X_a = 2\pi f L_{11} = \frac{4\mu_0 m_1 f_1 (w_1 k_{o1})^2}{\pi p} \lambda_\delta, \qquad (54\text{-}23)$$

где $\lambda_\delta = \tau l_\delta / k_\delta \delta$ — коэффициент проводимости равномерного зазора на один полюс.

Электродвижущая сила, индуктируемая при вращении поля взаимной индукции якоря (54-8),

$$\dot{E}_a = -j \frac{\omega \dot{\Psi}_{am}}{\sqrt{2}} = -jX_a \dot{I}, \qquad (54\text{-}24)$$

где $\dot{\Psi}_{am} = L_{11} (\sqrt{2}\dot{I})$ — потокосцепление взаимной индукции фазы от токов $\dot{I}$ в якоре.

4) Главные индуктивные сопротивления якоря по продольной и поперечной осям (в явнополюсной машине). В § 54-3 показано, что в явнополюсной машине одинаковые системы продольных и поперечных токов образуют из-за неравномерности зазора магнитные поля с различными основными гармоническими индукции (ср. рис. 54-3, *а* и *б*). Поэтому и главные индуктивности обмотки якоря по продольной и поперечной осям L_{ad} и L_{aq}, понимаемые как индуктивности соответственно для продольной и поперечной систем токов I_d и I_q, неодинаковы. Из (54-10), (54-11) и (54-3) следует, что главное индуктивное сопротивление якоря по продольной оси равно:

$$X_{ad} = 2\pi f L_{ad} = 2\pi f \frac{\Psi_{adm}}{\sqrt{2} I_d} = \frac{4\mu_0}{\pi p} m_1 f_1 (w_1 k_{o1})^2 \lambda_{ad}, \qquad (54\text{-}25)$$

где $\lambda_{ad} = k_d \tau l_\delta / k_\delta \delta = k_d \lambda_\delta$ — коэффициент проводимости зазора по продольной оси;

k_d — коэффициент формы поля по продольной оси (см. рис. 54-4).

Из (54-3), (54-14) и (54-15) следует, что главное индуктивное сопротивление якоря по поперечной оси равно:

$$X_{aq} = 2\pi f L_{aq} = 2\pi f \frac{\Psi_{aqm}}{\sqrt{2} I_q} = \frac{4\mu_0}{\pi p} m_1 f_1 (w_1 k_{o1})^2 \lambda_{aq}, \qquad (54\text{-}26)$$

где $\lambda_{aq} = \frac{k_q \tau l_\delta}{k_\delta \delta} = k_q \lambda_\delta$ — коэффициент проводимости зазора по поперечной оси;

k_q — коэффициент формы поля по поперечной оси (см. рис. 54-4).

Главные индуктивные сопротивления по осям d и q пропорциональны коэффициентам проводимости по соответствующим осям. С увеличением зазора δ эти проводимости уменьшаются, однако из-за меньшей проводимости по поперечной оси главное индуктивное сопротивление по поперечной оси всегда меньше индуктивного сопротивления по продольной оси $X_{aq} < X_{ad}$.

Через главные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям могут быть выражены ЭДС взаимной индукции, индуктируемые в фазе продольной и поперечной системами токов [см. (54-12) и (54-16)]:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_{ad} &= -j\frac{\omega\dot{\Psi}_{adm}}{\sqrt{2}} = -jX_{ad}\dot{I}_d; \\ \dot{E}_{aq} &= -j\frac{\omega\dot{\Psi}_{aqm}}{\sqrt{2}} = -jX_{aq}\dot{I}_q, \end{aligned}\right\} \tag{54-27}$$

где $\Psi_{adm} = L_{ad}(\sqrt{2}\,I_d)$ — потокосцепление взаимной индукции фазы от системы продольных токов $\dot{I}_d$;

$\Psi_{aqm} = L_{aq}(\sqrt{2}\,I_q)$ — потокосцепление взаимной индукции фазы от системы поперечных токов $\dot{I}_q$.

5) Индуктивное сопротивление якоря (в неявнополюсной машине). Представляет собой полное индуктивное сопротивление обмотки якоря для симметричной системы токов прямой последовательности. Индуктивное сопротивление якоря X_1 складывается в неявнополюсной машине из индуктивного сопротивления рассеяния якоря X_σ и главного индуктивного сопротивления якоря X_a:

$$X_1 = X_\sigma + X_a. \tag{54-28}$$

6) Индуктивные сопротивления якоря по продольной и поперечной осям (в явнополюсной машине). Эти сопротивления складываются из индуктивных сопротивлений рассеяния и главных индуктивных сопротивлений для соответствующих систем токов I_d или I_q. Поскольку индуктивное сопротивление рассеяния для составляющих тока якоря не отличается от сопротивления рассеяния X_σ для самого тока якоря, индуктивное сопротивление якоря по продольной оси равно:

$$X_d = X_\sigma + X_{ad}, \tag{54-29}$$

индуктивное сопротивление якоря по поперечной оси равно:

$$X_q = X_\sigma + X_{aq}. \tag{54-30}$$

7) Индуктивные сопротивления якоря по продольной и поперечной осям (в неявнополюсной машине). В неявнополюсной машине индуктивное сопротивление якоря не зависит от направления МДС по отношению к осям ротора, и для продольной и поперечной си-

стем токов оно не отличается от полного индуктивного сопротивления якоря по (54-28)

$$X_d = X_q = X_1. \tag{54-31}$$

То же самое можно сказать о главных индуктивных сопротивлениях по продольной и поперечной осям: они не отличаются в неявнополюсной машине от главного индуктивного сопротивления якоря

$$X_{ad} = X_{aq} = X_a. \tag{54-32}$$

8) Полное сопротивление якоря. Представим полную ЭДС $\dot{E}_a$, индуктированную полем якоря от тока $\dot{I}$, как сумму ЭДС $\dot{E}_{ad}$ и $\dot{E}_{aq}$, индуктированных соответственно полями от продольного $\dot{I}_d$ и поперечного $\dot{I}_q$ токов,

$$\dot{E}_a = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} \tag{54-33}$$

и выразим главное сопротивление якоря $\underline{Z}_a$ как отношение ЭДС взаимоиндукции $(-\dot{E}_a)$ к току $\dot{I}$:

$$\underline{Z}_a = R_a + jX_a = -\dot{E}_a/\dot{I}. \tag{54-34}$$

Можно показать, что активная R_a и реактивная X_a составляющие главного сопротивления якоря $\underline{Z}_a$ зависят от главных индуктивных сопротивлений якоря по продольной и поперечной осям (X_{ad} и X_{aq}) и от направления МДС якоря $\dot{F}_a$ (или тока якоря $\dot{I}$) по отношению к ротору, которое характеризуется углом β (см. рис. 54-1). Для этого нужно представить ток $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}_a$ на комплексной плоскости, показанной на рис. 54-6. Считая угол β положительным, когда ток $\dot{I}$ отстает от оси $(-q)$ или ЭДС $\dot{E}_f$, запишем выражение для комплекса тока якоря

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q, \tag{54-35}$$

где

$$\dot{I}_d = I \sin\beta = I_d;$$
$$\dot{I}_q = jI \cos\beta = jI_q,$$

и ЭДС

$$\dot{E}_a = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}, \tag{54-36}$$

где

$$\dot{E}_{ad} = -jX_{ad}\dot{I}_d = -jX_{ad} I \sin\beta;$$
$$\dot{E}_{aq} = -jX_{aq}\dot{I}_q = +X_{aq} I \cos\beta.$$

Рассматривая совместно и приравнивая соответственно коэффициенты при действительных и мнимых членах в правой и левой частях (54-34), найдем:

$$\left.\begin{aligned} X_a &= \frac{X_{ad}+X_{aq}}{2} - \frac{X_{ad}-X_{aq}}{2}\cos 2\beta; \\ R_a &= \frac{X_{ad}-X_{aq}}{2}\sin 2\beta. \end{aligned}\right\} \tag{54-37}$$

Зависимости индуктивной составляющей X_a и активной составляющей R_a главного сопротивления от угла β представлены на рис. 54-7. Там же показано, как зависят от угла β продольная I_d и поперечная I_q составляющие тока I (ток I при изменении угла β остается постоянным).

При $\beta = 0$ и π, когда ток имеет поперечное направление $\dot{I} = \dot{I}_q$, индуктивная составляющая главного сопротивления становится равной главному индуктивному сопротивлению якоря по поперечной оси ($X_a = X_{aq}$); активная составляющая главного сопротивления исчезает ($R_a = 0$). При $\beta = \pm\pi/2$, когда ток имеет продольное

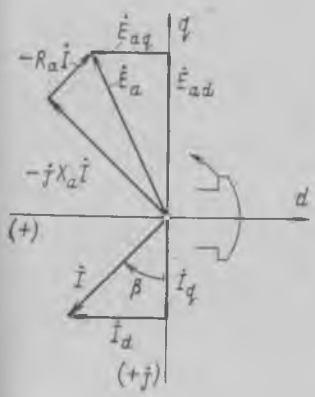


Рис. 54-6. К определению главного сопротивления якоря явнополюсной машины.

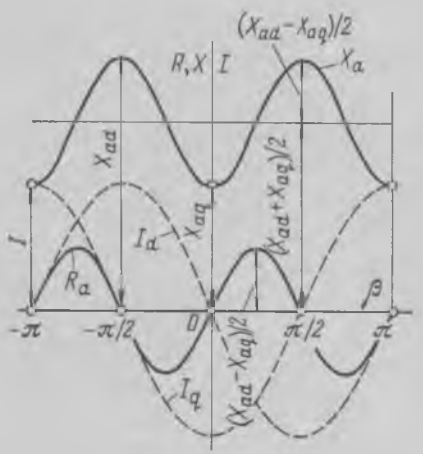


Рис. 54-7. Зависимость составляющих главного сопротивления якоря явнополюсной машины от угла β между током якоря и поперечной осью q.

направление $\dot{I} = \dot{I}_d$, индуктивная составляющая становится равной главному индуктивному сопротивлению якоря по продольной оси ($X_a = X_{ad}$); активная составляющая также исчезает ($R_a = 0$).

Физический смысл сопротивления R_a в явнополюсной машине будет разъяснен в § 56-2 при рассмотрении процессов преобразования энергии в синхронной машине. Как будет показано, мощность $m_1 R_a I^2$ представляет собой электрическую мощность, преобразуемую в механическую мощность за счет явнополюсности (при $R_a < 0$ происходит обратное преобразование). Активная составляющая сопротивления достигает максимума

$$|R_a| = \frac{X_{ad} - X_{aq}}{2} \quad \text{при } \beta = \pm\pi/4 + k\pi,$$

где k — целое число.

Максимум активного сопротивления $(X_{ad} - X_{aq})/2$, совпадающий с амплитудой колебания индуктивной составляющей сопротивления относительно среднего значения $(X_{ad} + X_{aq})/2$, равен полу-

разности сопротивлений X_{ad} и X_{aq}. Поэтому в неявнополюсной машине, имеющей $X_{ad} = X_{aq}$, активная составляющая сопротивления равна нулю ($R_a = 0$), а индуктивная составляющая одна и таже при любых углах β ($X_a = X_{ad} = X_{aq}$).

При определении полного сопротивления обмотки якоря Z_1 следует дополнительно учесть активное сопротивление проводников обмотки якоря R и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря X_σ

$$Z_1 = R_1 + jX_1, \tag{54-38}$$

где

$$R_1 = R + R_a = R + \frac{X_d - X_q}{2} \sin 2\beta$$

— активная составляющая полного сопротивления якоря;

$$X_1 = X_\sigma + X_a = \frac{X_d + X_q}{2} - \frac{X_d - X_q}{2} \cos 2\beta$$

— индуктивная составляющая полного сопротивления якоря.

В явнополюсной машине эти сопротивления являются функцией угла β.

Для продольной системы токов ($\beta = \pm \pi/2$)

$$R_1 = R; \; X_1 = X_d = X_\sigma + X_{ad},$$

для поперечной системы токов ($\beta = 0$ или π)

$$R_1 = R; \quad X_1 = X_q = X_\sigma + X_{aq}.$$

В неявнополюсной машине полное сопротивление якоря и его составляющие не зависят от фазы тока (угла β):

$$R_1 = R; \quad R_a = 0; \quad X_1 = X_\sigma + X_a.$$

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ПЯТАЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНХРОННОЙ МАШИНЕ ПРИ НАГРУЗКЕ

55-1. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В НЕЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЕ (БЕЗ УЧЕТА НАСЫЩЕНИЯ)

Изучение электромагнитных процессов в синхронной машине проводится для составления их математического описания в виде системы уравнений, связывающих величины электрических и магнитных цепей. Обратимся сначала к ненасыщенной машине, допуская, что относительная магнитная проницаемость стальных участков ее магнитной цепи бесконечно велика ($\mu_{rc} = \infty$). Пренебрегая магнитными сопротивлениями в стали, «магнитную» цепь машины можно

считать линейной и применять при ее расчете метод наложения, т. е. определять магнитное поле как сумму полей, образованных независимо током возбуждения I_f и токами I в обмотке якоря. Это позволяет записать уравнение напряжений для фазы якоря синхронной неявнополюсной машины

$$\dot{E}_f + \dot{E}_\sigma + \dot{E}_a = \dot{U} + R\dot{I}, \qquad (55\text{-}1)$$

где $\dot{E}_f$ — ЭДС возбуждения, индуктированная полем взаимоиндукции от МДС возбуждения F_{fm};

$\dot{E}_a$ — ЭДС взаимной индукции якоря, индуктированная полем взаимной индукции от системы токов $\dot{I}$ якоря;

$\dot{E}_\sigma$ — ЭДС рассеяния, индуктированная полем рассеяния токов якоря $\dot{I}$;

$\dot{U}$ — фазное напряжение на выводах обмотки якоря;

R — активное сопротивление фазы якоря.

E_f определяется с помощью спрямленной характеристики холостого хода $E_f = f(F_\delta)$.

E_a (рис. 55-1) пропорциональна току якоря I. Ее можно определить двумя способами:

1. Рассчитать по (54-1) МДС якоря F_{am}; найти с помощью рис. 53-2 коэффициент реакции якоря $k_a = 1/k_f = f(\rho)$; заменить МДС F_{am} эквивалентной МДС возбуждения $F_{afm} = k_a F_{am}$; учитывая, что характеристика намагничивания при равномерном зазоре не зависит от направления МДС, определить E_a как ЭДС, соответствующую МДС F_{afm} по спрямленной характеристике холостого хода $E_f = f(F_\delta)$ (рис. 55-1).

2. Выразить ЭДС $\dot{E}_a$ через главное индуктивное сопротивление якоря

$$\dot{E}_a = -jX_a\dot{I}.$$

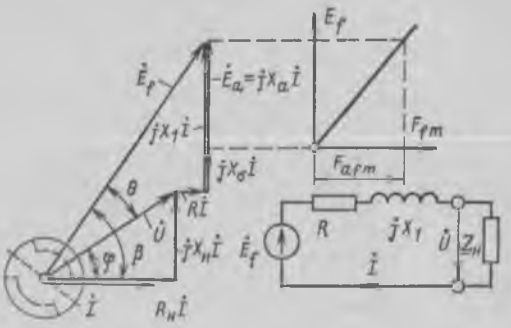


Рис. 55-1. Диаграмма напряжений и схема замещения неявнополюсной синхронной машины (без учета насыщения).

Электродвижущую силу рассеяния можно выразить через индуктивное сопротивление рассеяния якоря по (54-22)

$$\dot{E}_\sigma = -jX_\sigma\dot{I}.$$

Теперь уравнение напряжений якоря можно представить в ином виде:

$$\dot{E}_f = \dot{U} + R\dot{I} + jX_1\dot{I}, \qquad (55\text{-}2)$$

где $X_1 = X_\sigma + X_a$ — полное индуктивное сопротивление якоря.

Графической интерпретацией (55-1) и (55-2) является диаграмма напряжений. На рис. 55-1 диаграмма напряжений построена для машины, работающей в режиме генератора и питающей автономную активно-индуктивную нагрузку. При работе машины в режиме генератора на изолированную нагрузку с сопротивлением $Z_н = R_н + jX_н$ напряжение $\dot{U}$ выражается через составляющие сопротивления нагрузки:

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_r, \tag{55-3}$$

где $\dot{U}_a = R_н\dot{I}$ и $\dot{U}_r = jX_н\dot{I}$ — соответственно активная и реактивная составляющие напряжения.

В произвольном режиме фаза напряжения U задается углом φ по отношению к току I (*угол φ считается положительным при опережающем напряжении*).

При совпадении направления активной составляющей тока $I_a = I\cos\varphi$ с направлением напряжения ($I_a = I\cos\varphi > 0$) машина работает в режиме генератора, отдавая активную мощность нагрузке ($P = m_1UI\cos\varphi > 0$); при $I_a = I\cos\varphi < 0$ — в режиме двигателя, потребляя активную мощность из сети ($P = m_1UI\cos\varphi < 0$). Реактивная мощность, генерируемая машиной, считается положительной ($Q = m_1UI\sin\varphi > 0$), когда реактивная составляющая тока $I_r = I\sin\varphi > 0$ отстает на угол $\pi/2$ от напряжения U.

Положительная реактивная мощность развивается машиной в режиме генератора при работе на нагрузку индуктивного характера ($X_н > 0$; $0 < \varphi \leqslant \pi/2$, как на рис. 55-1). Реактивная мощность, генерируемая машиной, считается отрицательной ($Q = m_1UI\sin\varphi < 0$), когда реактивная составляющая тока $I_r = I\sin\varphi < 0$ опережает напряжение U на угол $\pi/2$. Отрицательная реактивная мощность развивается машиной в режиме генератора при работе на нагрузку емкостного характера ($X_н = -X_C < 0$; $-\pi/2 \leqslant \varphi < 0$).

При работе машины в режиме двигателя положительная реактивная мощность имеет место при углах $\pi > \varphi \geqslant \pi/2$; отрицательная — при углах $-\pi/2 \geqslant \varphi > -\pi$. Уравнение (55-3) может быть формально распространено и на режим двигателя. Выразим составляющие сопротивления нагрузки через ее полное сопротивление:

$$\left.\begin{aligned} R_н &= Z_н\cos\varphi = \frac{U}{I}\cos\varphi; \\ X_н &= Z_н\sin\varphi = \frac{U}{I}\sin\varphi; \end{aligned}\right\} \tag{55-4}$$

напряжение — через его активную U_a, реактивную U_r составляющие:

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_r, \tag{55-5}$$

где

$$U_a = R_нI = U\cos\varphi;$$
$$U_r = X_нI = U\sin\varphi;$$

активную и реактивную мощности машины — через составляющие сопротивления нагрузки:

$$\left.\begin{aligned} P &= m_1 I\,(U\cos\varphi) = m_1 R_{\text{н}} I^2; \\ Q &= m_1 I\,(U\sin\varphi) = m_1 X_{\text{н}} I^2. \end{aligned}\right\} \qquad (55\text{-}6)$$

Из (55-6) видно, что активная мощность P положительна и машина работает генератором при $R_{\text{н}} > 0$; активная мощность отрицательна и машина работает двигателем при $R_{\text{н}} < 0$, когда она нагружена на фиктивное отрицательное активное сопротивление $R_{\text{н}}$ (физически это означает, что не машина отдает нагрузке активную мощность, а «сеть—нагрузка» с напряжением U питает машину активной мощностью). Из тех же уравнений вытекает, что и в режиме генератора и в режиме двигателя реактивная мощность Q положительна при $X_{\text{н}} > 0$, отрицательна — при $X_{\text{н}} < 0$. Поэтому в любом режиме работы, заданном напряжением U, током I и углом φ между ними, напряжение $\dot{U}$ может быть выражено по (55-3) в виде суммы активной $\dot{U}_a$ и реактивной $\dot{U}_r$ составляющих или через сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и $X_{\text{н}}$ (55-4) и (55-5).

Режим, в котором работает синхронная машина, характеризуется четырьмя основными величинами: напряжением якоря U, током якоря I, углом между ними φ и током возбуждения I_f (вместо U и φ можно ввести составляющие сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и $X_{\text{н}}$, тогда режим будет характеризоваться другими четырьмя величинами $R_{\text{н}}$, $X_{\text{н}}$, I, I_f).

Для задания режима требуется знать три величины, поскольку четвертая может быть определена либо графически с помощью диаграммы, либо расчетным путем с помощью (55-2), к которому в случае необходимости добавляется еще и (55-3). Кроме наиболее естественного задания режима с помощью 1) U, I, φ или $R_{\text{н}}$, $X_{\text{н}}$, I, когда требуется найти I_f, могут быть заданы другие комбинации из трех основных величин: 2) U, φ, I_f; 3) φ, I, I_f; 4) U, I, I_f.

В ненасыщенной машине вместо тока возбуждения I_f в уравнения вводится ЭДС E_f, определяемая по спрямленной характеристике холостого хода. Неизвестная ЭДС E_f (для 1-й комбинации величин) определяется из (55-2), записанного через проекции комплексных величин на направление тока и на перпендикулярное ему направление:

$$E_f = \sqrt{(U\cos\varphi + RI)^2 + (U\sin\varphi + X_1 I)^2}, \qquad (55\text{-}7)$$

или с учетом (55-5)

$$E_f = I\sqrt{(R + R_{\text{н}})^2 + (X_1 + X_{\text{н}})^2}, \quad \text{где } I = U/Z_{\text{н}}. \qquad (55\text{-}8)$$

Решая (55-7) относительно I, U или φ, можно найти неизвестное I (во 2-й комбинации величин):

$$I = \frac{-2U\,(X_1\sin\varphi + R\cos\varphi) \pm \sqrt{4U^2\,(X_1\sin\varphi + R\cos\varphi)^2 + 4\,(X_1^2 + R^2)\,(E_f^2 - U^2)}}{2\,(X_1^2 + R^2)}; \qquad (55\text{-}9)$$

неизвестное U (в 3-й комбинации величин):

$$U = -I(X_1 \sin\varphi + R\cos\varphi) \pm$$
$$\pm \sqrt{I^2(X_1 \sin\varphi + R\cos\varphi)^2 + E_f^2 - (X_1^2 + R^2) I^2} \qquad (55\text{-}10)$$

или неизвестное φ (в 4-й комбинации величин):

$$\varphi = \arcsin\frac{X_1}{Z_1} \pm \arccos\frac{E_f^2 - U^2 - (X_1^2 + R^2) I^2}{2UIZ_1}. \qquad (55\text{-}11)$$

55-2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЕ (БЕЗ УЧЕТА НАСЫЩЕНИЯ)

При описании процессов в явнополюсной синхронной машине без учета насыщения можно также считать магнитную цепь линейной. Однако здесь удобнее представить магнитное поле взаимной индукции тока якоря в виде суммы независимых полей, образованных продольной I_d и поперечной I_q составляющими. В соответствии с этим ЭДС взаимной индукции $\dot{E}_a$ представляется в виде суммы

$$\dot{E}_a = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}. \qquad (55\text{-}12)$$

Тогда ЭДС в обмотке якоря

$$\dot{E}_f + \dot{E}_\sigma + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} = \dot{U} + R\dot{I}. \qquad (55\text{-}13)$$

E_f в этом уравнении (рис. 55-2), так же как в ненасыщенной неявнополюсной машине, определяется с помощью спрямленной характеристики холостого хода $E_f = f(F_\delta)$. Электродвижущая сила рассеяния якоря $\dot{E}_\sigma = -j\dot{X}_\sigma\dot{I}$ (54-22). Электродвижущие силы взаимной индукции якоря E_{ad} и E_{aq}, пропорциональные соответственно токам I_d и I_q, можно определить двумя способами:

1) По заранее найденным токам $I_d = I\sin\beta$ и $I_q = I\cos\beta$ (см. § 54-1) рассчитать по (54-3) МДС F_{dm} и F_{qm}. С помощью рис. 53-3 и 54-4 определить коэффициент формы поля возбуждения k_f и коэффициенты формы поля якоря k_d и k_q (в ненасыщенной машине расчетный зазор $\delta' = k_\delta\delta$). Рассчитать коэффициенты реакции якоря $k_{ad} = k_d/k_f$ и $k_{aq} = k_q/k_f$ и заменить (см. § 54-3) МДС F_{dm} и F_{qm} эквивалентными МДС возбуждения $F_{adm} = k_{ad}F_{dm}$ и $F_{aqm} = k_{aq}F_{qm}$. Определить E_{ad} и E_{aq}, как ЭДС, соответствующие МДС F_{adm} и F_{aqm} по спрямленной характеристике холостого хода $E_f = f(F_\delta)$ (см. рис. 54-5, 55-2). Этот способ может быть использован, если известны размеры зазора δ и δ_m, коэффициент зазора k_δ (в первом приближении можно считать $\delta_m/\delta' = 1{,}5$) и обмоточные данные машины.

2) Выразить ЭДС E_{ad} и E_{aq} через главные индуктивные сопротивления X_{ad} и X_{aq} (§ 54-5):

$$\dot{E}_{ad} = -jX_{ad}\dot{I}_d; \quad \dot{E}_{aq} = -jX_{aq}\dot{I}_q.$$

Этот способ удобнее, поскольку для его применения нужно знать только параметры обмотки якоря.

Выразив ЭДС E_σ, E_{ad}, E_{aq} в (55-13) через соответствующие индуктивные сопротивления и токи, представим уравнение напряжений якоря в другой форме:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_f &= \dot{U} + R\dot{I} + jX_\sigma\dot{I} + jX_{aq}\dot{I}_q + jX_{ad}\dot{I}_d, \\ \text{или} \\ \dot{E}_f &= \dot{U} + R\dot{I} + jX_q\dot{I}_q + jX_d\dot{I}_d, \end{aligned}\right\} \qquad (55\text{-}14)$$

где $X_d = X_\sigma + X_{ad}$, $X_q = X_\sigma + X_{aq}$ — полные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям.

На рис. 55-2 приведена диаграмма напряжений явнополюсной синхронной машины, соответствующая полученному уравнению. Диаграмма построена для машины, работающей в режиме генератора и питающей изолированную активно-индуктивную нагрузку ($U \sin\varphi > 0$, $U\cos\varphi > 0$). Наиболее просто осуществляется построение диаграммы для расчета ЭДС E_f (или тока возбуждения I_f). В этом случае при режиме, заданном напряжением U, током I и углом между ними φ, ее построение не вызывает затруднений. Как видно из рис. 55-2, угол β, задающий направление ЭДС E_f [или направление оси $(-q)$], может быть найден графически до определения самой ЭДС $\dot{E}_f$. Для этого достаточно найти положение точки D, соответствующей концу комплекса $\overline{OD} = \dot{U} + R\dot{I} + jX_\sigma\dot{I} + jX_{aq}\dot{I} = \dot{U} + R\dot{I} + jX_q\dot{I}$, и направить ось q в противоположную сторону по отношению к этому комплексу. Ось d должна отставать от оси q на угол $\pi/2$. Диаграмма может быть построена для любого режима работы синхронной машины, заданного напряжением U, током I и углом φ между ними (см. пояснения к уравнениям неявнополюсной машины).

Как было пояснено выше, режим работы синхронной машины может быть задан не только напряжением U, током I и углом φ, но и другими возможными комбинациями из четырех основных величин. В этих случаях графическое определение четвертой неизвестной величины с помощью диаграммы затруднительно и лучше найти ее аналитически, воспользовавшись (55-14). Предварительно нужно с помощью рис. 55-2 составить формулы для определения угла β или его основных тригонометрических функций. Проектируя комплекс $\overline{OD}$ на направление тока I и перпендикулярное ему направление и относя полученные проекции к его модулю, найдем:

$$\left.\begin{aligned} \cos\beta &= \frac{U\cos\varphi + RI}{\sqrt{(U\sin\varphi + X_qI)^2 + (U\cos\varphi + RI)^2}} = \\ &= \frac{R_н + R}{\sqrt{(X_н + X_q)^2 + (R_н + R)^2}}; \\ \sin\beta &= \frac{U\sin\varphi + X_qI}{\sqrt{(U\sin\varphi + X_qI)^2 + (U\cos\varphi + RI)^2}} = \\ &= \frac{X_н + X_q}{\sqrt{(X_н + X_q)^2 + (R_н + R)^2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (55\text{-}15)$$

Рассчитав по (55-15) тригонометрические функции β для заданного через U, I, φ или через $X_н$ и $R_н$ режима, можно найти ЭДС E_f. Как видно из рис. 55-2, она равна:

$$E_f = U\cos\theta + X_d I_d + RI_q, \tag{55-16}$$

где $\theta = \beta - \varphi$; $\cos\theta = \cos\beta\cos\varphi + \sin\beta\sin\varphi$.

Выражая $\sin\beta$ и $\cos\beta$ по (55-15), получаем:

$$E_f = \frac{U^2 + IU(X_d + X_q)\sin\varphi + 2UIR\cos\varphi + I^2(R^2 + X_d X_q)}{\sqrt{U^2 + 2UI(X_q\sin\varphi + R\cos\varphi) + I^2(R^2 + X_q)^2}}; \tag{55-17}$$

$$E_f = I\frac{Z_н^2 + X_н(X_d + X_q) + 2RR_н + X_d X_q + R^2}{\sqrt{Z_н^2 + 2(X_н X_q + R_н R) + X_q^2 + R^2}}, \tag{55-18}$$

где $Z_н = \sqrt{R_н^2 + X_н^2}$ — сопротивление нагрузки; $I = U/Z_н$.

Тот же результат можно было бы получить, воспользовавшись схемой замещения синхронной машины или диаграммой по рис. 54-1, которые пригодны как для неявнополюсной, так и для явнополюсной машины. Исходя из схемы замещения

$$E_f = I\sqrt{(R_н + R_1)^2 + (X_н + X_1)^2}, \tag{55-19}$$

где R_1 — активная составляющая сопротивления якоря;

X_1 — индуктивная составляющая сопротивления якоря по (54-38).

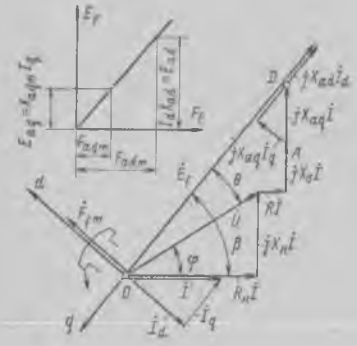


Рис. 55-2. Диаграмма напряжений явнополюсной синхронной машины (без учета насыщения в режиме генератора).

После преобразований (55-19) совпадает с (55-18). В зависимости от того, каким образом задан режим, для определения неизвестной величины нужно воспользоваться (55-17) или (55-18). Если режим задан через U, I, φ, неизвестный ток возбуждения I_f (или ЭДС E_f) удобно определить с помощью (55-17). Если режим задан через $Z_н$, I, φ, то $U = Z_н I$, а I_f определяется из (55-18); если через $Z_н$, U, φ, то $I = U/Z_н$ и I_f определяется из (55-18); если через $Z_н$, I_f, φ, то E_f определяется по спрямленной характеристике холостого хода, I — из (55-19), $U = Z_н I$.

55-3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В НЕЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЕ (С УЧЕТОМ НАСЫЩЕНИЯ)

В насыщенной машине, как было показано при расчете магнитной цепи при холостом ходе (§ 53-3), характеристики намагничивания для поля взаимной индукции получаются нелинейными. Это исключает возможность рассмотрения поля взаимной индукции, образованного МДС возбуждения F_f, независимо от поля взаимной

индукции, образованного МДС якоря F_a, с последующим наложением этих полей.

При насыщенной магнитной цепи приходится определять результирующее поле взаимной индукции с потоком $\Phi_{rm} = \Phi_m$, образованное МДС F_{fm} и F_{am} совместно. Предварительно необходимо заменить МДС якоря F_{am} эквивалентной МДС возбуждения F_{afm}. Если известно главное индуктивное сопротивление обмотки якоря $X_a = X_1 - X_\sigma$, рассчитанное без учета насыщения, то F_{afm} можно определить по ЭДС $E_a = X_a I$ с помощью спрямленной характеристики холостого хода (см. рис. 55-1, 54-5).

Имея в виду, что МДС $\dot{F}_{fm}$ направлена по продольной оси полюсов, а $\dot{F}_{afm}$ совпадает по фазе с током $\dot{I}$ (рис. 55-3), можно найти результирующую МДС $\dot{F}_{rm}$ в комплексной форме:

$$\dot{F}_{rm} = \dot{F}_{fm} + F_{afm}. \qquad (55\text{-}20)$$

Примечание. Предполагается, что эквивалентные МДС трапецеидальной формы суммируются так же, как их основные гармонические.

Поскольку МДС F_r имеет такую же форму, что и МДС возбуждения, она образует почти такой же магнитный поток взаимной индукции и почти такую же ЭДС взаимной индукции, как равная ей ЭДС возбуждения при холостом ходе. Это позволяет определить результирующий поток взаимной индукции Φ_{rm} и результирующую ЭДС взаимной индукции E_r с помощью основной характеристики намагничивания $\Phi_m = f(F_{fm})$ и характеристики холостого хода $E_f = f(F_{fm})$, считая $F_f = F_r$, $\Phi_{rm} = \Phi_m$ и $E_r = E_f$ (см. § 53-3).

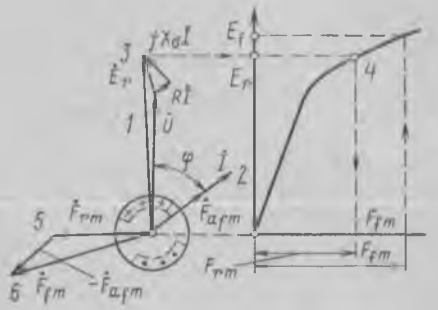


Рис. 55-3. Диаграмма напряжений и МДС неявнополюсной синхронной машины (с учетом насыщения).

Для завершения описания электромагнитных процессов в неявнополюсной машине к уравнению МДС (55-20) и характеристике холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ нужно добавить уравнение напряжений обмотки якоря

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_r + \dot{E}_\sigma &= \dot{U} + R\dot{I}, \\ \text{или} \quad \dot{E}_r &= \dot{U} + R\dot{I} + jX_\sigma \dot{I}. \end{aligned}\right\} \qquad (55\text{-}21)$$

При составлении уравнения напряжений принимается достаточно оправданное допущение о том, что поле взаимной индукции и поле рассеяния обмотки якоря не влияют друг на друга и существуют независимо.

1) Определение тока возбуждения без учета изменения потока рассеяния обмотки возбуждения при нагрузке. Это описание может быть использовано для определения тока возбуждения I_f в нагрузочном режиме, заданном напряжением якоря U, током якоря I и углом между ними φ. На рис. 55-3 показано графическое определение тока возбуждения I_f с помощью диаграммы, соответствующей (55-20), (55-21), и характеристики холостого хода по рис. 53-11. Построения могут быть выполнены в относительных или абсолютных единицах. В последнем случае для пересчета характеристики холостого хода нужно знать ток возбуждения I_{fmx} или МДС F_{fmx} при холостом ходе и номинальном напряжении. Последовательность операций при определении тока возбуждения I_{fm} в режиме генератора с активно-индуктивной нагрузкой, заданной через U, I, φ, указана на рис. 55-3 цифрами *1—6*. Однако определение тока возбуждения при нагрузке с использованием характеристики холостого хода и (55-20), (55-21) не вполне точно, поскольку при этом неправильно учитывается влияние потока рассеяния обмотки возбуждения $\Phi_{f\sigma}$ на магнитный поток Φ_2 и магнитное напряжение F_2 ротора. Дело в том, что при холостом ходе поток взаимной индукции $\Phi_m = \Phi_{fm}$ и поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$ зависят от МДС возбуждения F_{fm}. При нагрузке поток взаимной индукции Φ_{rm} зависит от результирующей МДС $F_{rm} = F_{fm} + F_{am}$, а поток рассеяния по-прежнему от МДС возбуждения F_{fm}. Таким образом, используя характеристику холостого хода для определения ЭДС E_r по МДС F_{rm} при нагрузке, мы вводим в расчет поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$, соответствующий результирующей МДС F_{rm}, в то время как в действительности поток рассеяния при нагрузке соответствует МДС F_{fm}, существенно отличающейся от МДС F_{rm}.

В режиме генератора с активно-индуктивной нагрузкой поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$ получается при таком подходе заниженным; меньшей получается также и МДС возбуждения F_{fm}. Для устранения погрешности было предложено вводить в расчет вместо индуктивного сопротивления рассеяния X_σ фиктивное сопротивление X_P (несколько большее, чем X_σ), названное по имени автора «сопротивлением Потье». Еще более точное значение тока возбуждения I_f может быть получено, если правильно учесть влияние потока рассеяния обмотки возбуждения при нагрузке, как это сделано в следующем пункте.

2) Определение тока возбуждения с учетом изменения потока рассеяния обмотки возбуждения при нагрузке.

Для этого нужно воспользоваться характеристиками намагничивания

$$\Phi_m = f(F_1); \quad \Phi_{f\sigma} = f(F_1) \quad \text{и} \quad \Phi_2 = f(F_2),$$

найденными при расчете магнитной цепи (§ 53-3). Если для данной машины они не рассчитывались, можно считать, что в относительных единицах они совпадают с нормальными характеристиками намагничивания неявнополюсной машины по рис. 53-11, показанными на рис. 55-4 в удобном масштабе. Индекс относительной вели-

чины (*) опущен. Для представления характеристик в абсолютных единицах (что иногда требуется) нужно знать $U_н$, Φ_{fmx} и F_{fmx} (или I_{fmx}), тогда $E = E_* U_н$; $\Phi = \Phi_* \Phi_{fmx}$; $F = F_* F_{fmx}$; $I_f = F_* I_{fmx}$.

Определение тока возбуждения I_f (или F_{fm}) в нагрузочном режиме, заданном через U, I и φ, производится теперь так, как показано на рис. 55-4. Последовательность графических операций указана цифрами *1—11*. Начать следует с построения по (55-21) диаграммы напряжений и определения результирующей ЭДС взаимной индукции $\dot{E}_r$ (*1*) и равного ей в относительных единицах

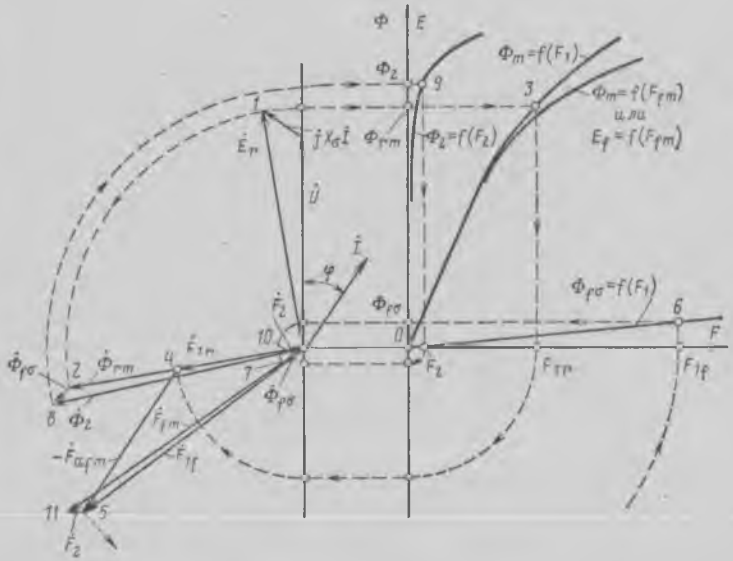


Рис. 55-4. Диаграмма напряжений неявнополюсной синхронной машины (с учетом насыщения и изменения потока рассеяния).

результирующего потока взаимной индукции Φ_{rm} (*2*). Затем по характеристике намагничивания $\Phi_m = f(F_1)$, где F_1 понимается как магнитное напряжение, приходящееся на статор и зазор, определяется при $\Phi_m = \Phi_{rm}$ результирующая МДС F_{1r} (*3*), соответствующая магнитному напряжению статора и зазора. В этой МДС еще не учтено магнитное напряжение в роторе F_2, и она отличается от результирующей МДС F_{rm} на магнитное напряжение

$$\dot{F}_{1r} = \dot{F}_{rm} - \dot{F}_2. \qquad (55\text{-}22)$$

Комплекс $\dot{F}_{1r}$ (*4*) совпадает по фазе с потоком $\dot{\Phi}_{rm}$. После этого определяется МДС возбуждения $\dot{F}_{1f}$ (*5*) без учета магнитного напряжения ротора $\dot{F}_2$, отличающаяся от полной МДС возбуждения на это магнитное напряжение:

$$\dot{F}_{1f} = \dot{F}_{fm} - \dot{F}_2. \qquad (55\text{-}23)$$

Вычитая F_2 из правой и левой частей (55-20)

$$\dot{F}_{rm} - \dot{F}_2 = \dot{F}_f - \dot{F}_2 + \dot{F}_{afm},$$

запишем:

$$\dot{F}_{1r} = \dot{F}_{1f} + \dot{F}_{afm}, \qquad (55\text{-}24)$$

что позволяет найти

$$\dot{F}_{1f} = \dot{F}_{1r} - \dot{F}_{afm}.$$

Пользуясь характеристикой $\Phi_{f\sigma} = f(F_1)$ и имея в виду, что МДС $\dot{F}_1 = \dot{F}_{fm} - \dot{F}_2$, определяем поток рассеяния при нагрузке $\dot{\Phi}_{f\sigma}$ (*6*) как поток, соответствующий МДС $\dot{F}_{1f} = \dot{F}_{fm} - \dot{F}_2$. На диаграмме поток рассеяния обмотки возбуждения $\dot{\Phi}_{f\sigma}$ (*7*) направляется по МДС $\dot{F}_{1f}$, которая его образует. Складывая поток взаимной индукции $\dot{\Phi}_{rm}$ с потоком рассеяния $\dot{\Phi}_{f\sigma}$, находим полный поток в роторе

$$\dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_{rm} + \dot{\Phi}_{f\sigma} \quad (8) \qquad (55\text{-}25)$$

и по характеристике намагничивания ротора $\Phi_2 = f(F_2)$ — магнитное напряжение ротора F_2 (*9*), совпадающее по направлению с потоком Φ_2 (см. точку *10*). И, наконец, пользуясь (55-23), определяем полную МДС возбуждения (*11*)

$$\dot{F}_{fm} = \dot{F}_{1f} + \dot{F}_2$$

и, если нужно, по (55-22) результирующую МДС

$$\dot{F}_{rm} = \dot{F}_{1r} + \dot{F}_2.$$

Рассчитанная таким образом МДС возбуждения при активно-индуктивной нагрузке в режиме генератора несколько больше МДС возбуждения, найденной с помощью характеристики холостого хода (по рис. 55-3), а при достаточной активно-емкостной нагрузке — несколько меньше этой МДС. На рис. 55-3, 55-4 ток возбуждения I_f (F_f) определен для режима генератора с активно-индуктивной нагрузкой. Таким же образом может быть определен ток возбуждения I_f в любом другом режиме, заданном через главную (1) комбинацию основных величин U, I, φ. Если режим работы задан с помощью других комбинаций из четырех основных величин U, I, φ, I_f, а именно: 2) U, φ, I_f; 3) φ, I, I_f; 4) U, I, I_f, то определение четвертой неизвестной основной величины производится более сложным путем.

Например, в варианте 2 задаются несколькими значениями тока I. Для каждого из токов I (при заданных U и φ) определяют ток возбуждения I_f. Затем строят зависимость $I_f = f(I)$ и находят по ней ток I, соответствующий заданному току I_f. В варианте 3 задаются напряжением U, в варианте 4 — углом φ и действуют далее аналогичным образом.

55-4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЕ (С УЧЕТОМ НАСЫЩЕНИЯ)

1) Влияние МДС якоря на магнитное поле и ЭДС взаимной индукции. В насыщенной явнополюсной машине поля от различных МДС нельзя считать независимыми. Для учета влияния поля якоря на поле возбуждения можно воспользоваться приближенным методом, основанным на работах Р. Рихтера [30]. В этом методе действительные синусоидально-распределенные МДС F_{dm} и F_{qm}, оказывающие определенное влияние на основную гармоническую индукции поля взаимной индукции и индуктируемую ею ЭДС, заменяются эквивалентными в отношении этого влияния МДС обмотки возбуждения F_{adm}, F_{aqm}, F_{qdm}, найденными с учетом насыщения.

Эквивалентные МДС возбуждения определялись следующим образом.

Для различных нагрузок, отличающихся значениями F_{fm}, F_{dm} и F_{qm}, рассчитывались магнитные поля в зазоре с учетом насыщения зубцов и ярма статора. Магнитное напряжение для области ротора считалось равным нулю ($F_2 = 0$). Результаты расчетов представлялись в виде трех кривых распределения индукции в зазоре, показанных на рис. 55-5: индукции B_{I}, образованной МДС возбуждения F_{fm}; индукции B_{II}, образованной совместно МДС возбуждения F_{fm} и продольной МДС якоря F_{dm}; индукции B_{III}, образованной совместно МДС возбуждения F_{fm}, продольной МДС якоря F_{dm} и поперечной МДС якоря F_{qm}.

Для каждой из кривых определялись составляющие основной гармонической индукции по продольной и поперечной осям.

Основная гармоническая индукции B_{I} от F_{fm} ориентирована по продольной оси и имеет амплитуду $B_{\text{I}1dm}$; в обмотке якоря ею индуктируется ЭДС $E_{\text{I}1d} = E_f$. Основная гармоническая индукции B_{II} от МДС F_{fm} и F_{dm} также ориентирована по продольной оси и имеет амплитуду $B_{\text{II}1dm}$; в обмотке якоря ею индуктируется ЭДС $E_{\text{II}1d}$. Основная гармоническая индукции B_{III} от МДС F_f, F_d и F_q имеет и продольную и поперечную составляющие с амплитудами $B_{\text{III}1dm}$ и $B_{\text{III}1qm}$; в обмотке якоря этими составляющими индукции индуктируются ЭДС $E_{\text{III}1d} = E_{rd}$ и $E_{\text{III}1q} = E_{rq} = E_{aq}$, первая из которых представляет собой результирующую ЭДС взаимной индукции от продольного поля, вторая — результирующую ЭДС взаимной индукции от поперечного поля. В сумме эти ЭДС образуют результирующую ЭДС взаимной индукции

$$\dot{E}_r = \dot{E}_{rd} + \dot{E}_{rq}. \tag{55-26}$$

Влияние продольной размагничивающей МДС якоря F_{dm} на поле возбуждения проявляется в том, что основная гармоническая индукции и ЭДС несколько уменьшаются ($B_{\text{II}1dm} < B_{\text{I}1dm}$, $E_{\text{II}1d} < E_{\text{I}1d} = E_f$). С помощью частичной характеристики холостого хода $E_f = f(F_1)$, где $F_1 = F_{fm} - F_2$, *продольная* МДС F_{dm} *может*

быть эквивалентирована (в отношении влияния на основную гармоническую ЭДС) МДС обмотки возбуждения, равной F_{adm} (рис. 55-6). Влияние поперечной МДС F_{qm} может быть выявлено при сравнении индукции B_{II} с индукцией B_{III}, из которого видно, что МДС F_{qm} не только образует поперечное поле с основной гармонической B_{III1qm}, но и оказывает определенное размагничивающее влияние на продольное поле ($B_{III1dm} < B_{II1dm}$).

С помощью частичной характеристики холостого хода $E_f = f(F_1)$ поперечная МДС F_{qm} может быть заменена поперечной МДС F_{aqm} и продольной МДС возбуждения F_{qdm} (рис. 55-6).

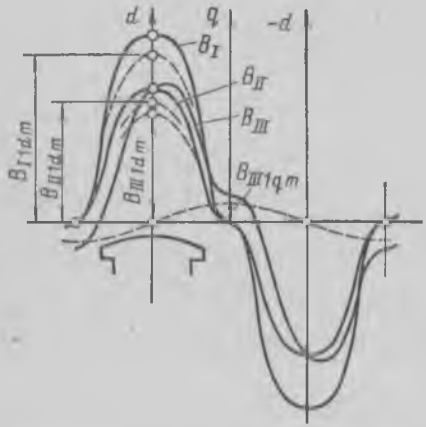


Рис. 55-5. Влияние продольной и поперечной МДС якоря, F_{qm} и F_{dm}, на магнитное поле возбуждения.

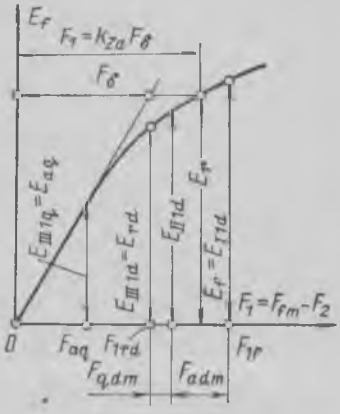


Рис. 55-6. Определение МДС возбуждения F_{adm}, F_{aqm}, F_{qdm}, эквивалентирующих влияние продольной F_{dm} и поперечной F_{qm} МДС якоря в насыщенной явнополюсной машине.

Поперечная МДС возбуждения F_{aqm} *эквивалентна МДС якоря* F_{qm} *в отношении образования поперечного поля при нагрузке*; МДС F_{aqm} образует такую же ЭДС $E_{III1q} = E_{aq}$, как поперечное поле с индукцией B_{III1qm}.

Продольная МДС возбуждения F_{qdm} *эквивалентна МДС якоря* F_{qm} *в отношении влияния на продольное поле*; МДС F_{qdm} уменьшает амплитуду продольной индукции от B_{II1dm} до B_{III1dm} и соответствующую ЭДС от E_{II1d} до E_{III1d}, так же как МДС F_{qm}.

Поперечная МДС F_{qm} оказывает размагничивающее влияние на продольное поле только в насыщенной машине. Это объясняется тем, что увеличение индукции при появлении F_{qm} на той части полюсного деления, где продольная и поперечная МДС складываются вследствие насыщения, не компенсирует в полной мере ее уменьшения на той части полюсного деления, где поперечная МДС вычитается из продольной (сравните кривые B_{III} и B_{II}).

Такое определение эквивалентных МДС F_{adm}, F_{aqm}, F_{qdm} повторялось для ряда явнополюсных машин, имеющих различную форму зазора (различные отношения δ_m/δ' и δ'/τ).

После обработки выполненных расчетов выяснилось, что эквивалентные МДС F_{adm}, F_{aqm}, F_{qdm} зависят не только от составляющих МДС якоря F_{dm} и F_{qm} и формы зазора, но и от степени насыщения магнитной цепи результирующим полем взаимной индукции, соответствующим ЭДС E_r. Магнитодвижущая сила возбуждения F_{adm}, эквивалентная влиянию продольной МДС якоря F_{dm}, оказалась зависящей не только от самой продольной МДС якоря и коэффициента k_{ad}, как в ненасыщенной машине (54-17), но и от коэффициента ξ_d:

$$F_{adm} = \xi_d k_{ad} F_{dm}. \tag{55-27}$$

Магнитодвижущая сила возбуждения F_{aqm}, эквивалентная поперечной МДС якоря F_{qm} в отношении образования поперечного поля, оказалась зависящей не только от самой поперечной МДС якоря и коэффициента k_{aq}, как в ненасыщенной машине (54-18), но и от коэффициента ξ_q:

$$F_{aqm} = \xi_q k_{aq} F_{qm}. \tag{55-28}$$

Магнитодвижущую силу возбуждения F_{qdm}, эквивалентную размагничивающему влиянию поперечной МДС якоря F_{qm} на продольное поле, удалось выразить через отношение δ'/τ, коэффициент k_{qd} и саму F_{qm}:

$$F_{qdm} = k_{qd} \frac{\tau}{\delta'} F_{qm}. \tag{55-29}$$

Критериальные коэффициенты ξ_d, ξ_q, k_{qd} в (55-27), (55-29) зависят от коэффициента насыщения $k_{Za} = F_1/F_\delta$ (§ 53-1), характеризующего степень насыщения магнитопровода результирующим потоком взаимной индукции Φ_{rm}, и от отношения $\delta_m/\delta' = \delta_m/\delta k_\delta$, характеризующего форму зазора с учетом влияния зубчатости (рис. 55-7). Коэффициент k_{Za} определяется по частичной характеристике холостого хода $E_f = f(F_1)$ как отношение МДС $F_1 = F_{fm} - F_2 = F_\delta + F_{Z1} + F_{a1}$, соответствующей результирующей ЭДС взаимной индукции E_r, к магнитному напряжению зазора F_δ (рис. 55-6).

Как видно из кривых рис. 55-7, в ненасыщенной машине (при $k_{Za} = 1$) коэффициенты ξ_d, ξ_q не отличаются от единицы, а коэффициент k_{qd} обращается в нуль ($k_{qd} = 0$). При этом (55-27), (55-28) для эквивалентных МДС совпадают с (54-17), (54-18), полученными для эквивалентных МДС в ненасыщенной машине.

С помощью коэффициентов ξ_d и ξ_q могут быть найдены насыщенные значения главных индуктивных сопротивлений якоря по продольной и поперечной осям

$$\left.\begin{aligned} X_{adu} &= \xi_d X_{ad}; \\ X_{aqu} &= \xi_q X_{aq}, \end{aligned}\right\} \tag{55-30}$$

где X_{ad}, X_{aq} — соответствующие индуктивные сопротивления без учета насыщения.

Через индуктивные сопротивления $X_{ad\text{н}}$ и $X_{aq\text{н}}$ выражаются ЭДС взаимной индукции $\dot{E}_{ad} = -jX_{ad\text{н}}\dot{I}_d$ и $\dot{E}_{aq} = -jX_{aq\text{н}}\dot{I}_q$, индуктируемые продольным $\dot{I}_d$ и поперечным $\dot{I}_q$ токами в насыщенной машине. По ЭДС E_{ad} и E_{aq} и спрямленной характеристике холостого хода $E_f = f(F_\delta)$ могут быть определены эквивалентные МДС F_{adm} и F_{aqm} с учетом насыщения (рис. 55-8, 55-9). В этом случае отпадает необходимость в расчете МДС F_{dm}, F_{qm} и коэффициентов k_{ad} и k_{aq}.

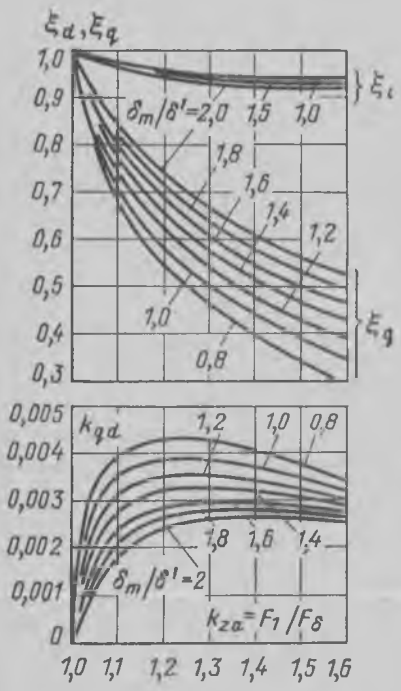


Рис. 55-7. Зависимости ξ_d, ξ_q, $k_{qd} = f(k_{Za}, \delta_m/\delta')$.

Если характеристики намагничивания машины и размеры ее зазора неизвестны, то для определения коэффициентов ξ_d и ξ_q можно воспользоваться нормальными характеристиками холостого хода и намагничивания явнополюсной машины по рис. 53-8. При этом, считая одновременно, что машина имеет типичные для явнополюсных машин соотношения размеров зазора ($\delta_m/\delta = 1{,}5$; $\delta_m/\delta' = 1{,}4$; $\delta'/\tau = 0{,}03$), удается выразить коэффициенты ξ_d и ξ_q в функции от результирующей ЭДС взаимной индукции E_r (в относительных единицах). Зависимости ξ_d, $\xi_q = f(E_r)$, приведенные на рис. 55-10, получены с помощью кривых ξ_d, $\xi_q = f(k_{Za})$ (рис. 55-7) и нормальной частичной характеристики холостого хода $E_f = f(F_1)$ (рис. 53-8), по которой определен коэффициент насыщения $k_{Za} = f(E_r)$. Рассматривая совместно (55-28) и (55-29), видим, что F_{qdm} может быть выражена через F_{aqm}:

$$F_{qdm} = \xi_{qd} F_{aqm}, \tag{55-31}$$

где $\xi_{qd} = k_{qd}\tau/k_{aq}\delta'\xi_q$ — коэффициент.

В явнополюсной машине с нормальной характеристикой холостого хода, обладающей типичными соотношениями размеров, коэффициент ξ_{qd} зависит только от ЭДС E_r. Зависимость $\xi_{qd} = f(E_r)$ приведена на рис. 55-10.

2) Уравнения напряжений и МДС. Допуская, что поле рассеяния обмотки якоря независимо от поля взаимной индукции, и пренебрегая влиянием насыщения на индуктивное сопротивление рассеяния X_σ, можно записать уравнение напряжений якоря в следующем

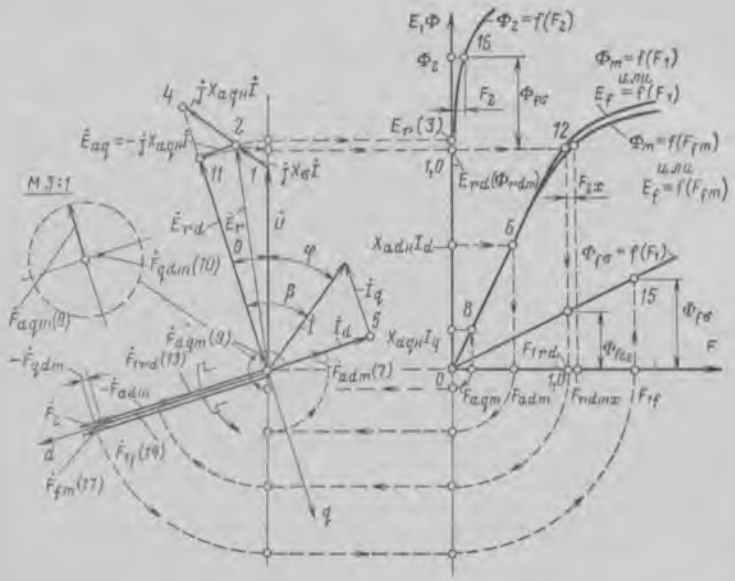


Рис. 55-8. Определение МДС возбуждения насыщенной явнополюсной синхронной машины (с учетом изменения потока рассеяния обмотки возбуждения при нагрузке).

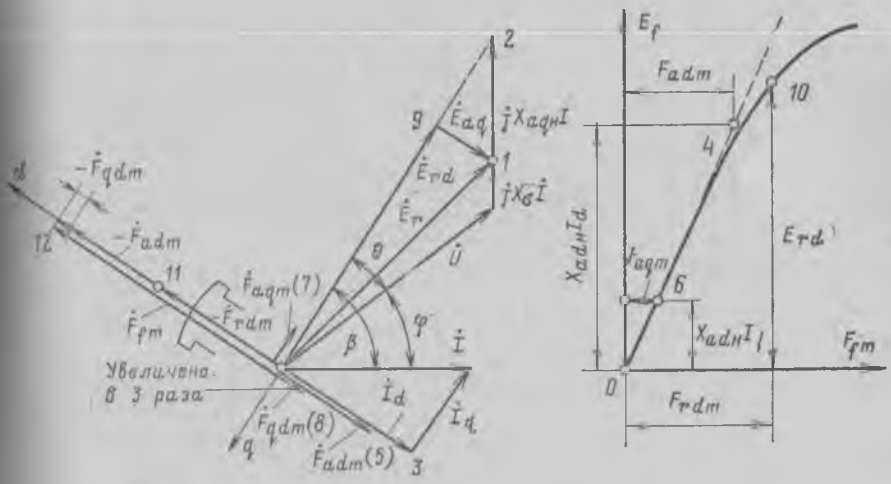


Рис. 55-9. Определение МДС возбуждения насыщенной явнополюсной синхронной машины (без учета изменения потока рассеяния обмотки возбуждения при нагрузке).

виде:

$$\dot{E}_r = \dot{U} + R\dot{I} + jX_\sigma \dot{I}, \qquad (55\text{-}32)$$

где $\dot{E}_r = \dot{E}_{rd} + \dot{E}_{aq}$ — ЭДС, индуктированная результирующим полем взаимной индукции;

$\dot{E}_{rd}$ — ЭДС, индуктированная результирующим продольным полем взаимной индукции с потоком Φ_{rdm}; ЭДС E_{rd} соответствует МДС возбуждения $\dot{F}_{1rd} = \dot{F}_{rdm} - F_2$, найденной без учета магнитного напряжения ротора по частичной характеристике холостого хода;

$\dot{E}_{aq} = -jX_{aq\text{н}}\dot{I}_q$ — ЭДС, индуктированная результирующим поперечным полем от тока $\dot{I}_q$;

$X_{aq\text{н}}$ — главное индуктивное сопротивление якоря по поперечной оси с учетом насыщения по (55-30).

Результирующая МДС по продольной оси $\dot{F}_{1rd}$, соответствующая ЭДС $\dot{E}_{rd}$ и опережающая последнюю на угол $\pi/2$, представляет собой сумму всех МДС, которые действуют по продольной оси:

$$\dot{F}_{1rd} = \dot{F}_{1f} + \dot{F}_{adm} + \dot{F}_{qdm}. \qquad (55\text{-}33)$$

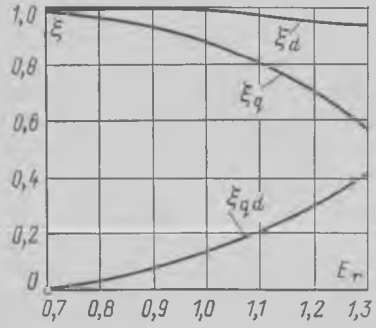


Рис. 55-10. Зависимости ξ_d, ξ_q, $\xi_{qd} = f(E_r)$.

В (55-33), являющееся уравнением МДС по продольной оси, входят МДС, найденные без учета магнитного напряжения ротора:

$\dot{F}_{1f}$ — всегда направлена в ту же сторону, что и $\dot{F}_{1rd}$;

$\dot{F}_{adm}$ — совпадает по направлению с током $\dot{I}_d$;

$\dot{F}_{qdm}$ — всегда отстает от ЭДС $\dot{E}_{rd}$ на угол $\pi/2$ и направлена против $\dot{F}_{1f}$.

Поток рассеяния при нагрузке $\Phi_{f\sigma}$ соответствует МДС возбуждения $\dot{F}_{1f} = \dot{F}_{fm} - F_2$ по характеристике $\Phi_{f\sigma} = f(F_1)$. Магнитное напряжение ротора F_2 определяется с помощью характеристики $\Phi_2 = f(F_2)$ по потоку в полюсе ротора

$$\dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_{rdm} + \dot{\Phi}_{f\sigma}. \qquad (55\text{-}34)$$

Полная МДС возбуждения при нагрузке

$$\dot{F}_{fm} = \dot{F}_{1f} + \dot{F}_2, \qquad (55\text{-}35)$$

где $\dot{F}_{1f} = \dot{F}_{1rd} - \dot{F}_{adm} - \dot{F}_{aqm}$ по (55-33).

3) Определение тока возбуждения при нагрузке (с учетом изменения потока рассеяния обмотки возбуждения). Определение тока возбуждения I_f (или МДС возбуждения) в нагрузочном режиме,

заданном через U, I и φ, производится графически, как показано на рис. 55-8. Последовательность графических операций помечена цифрами *1—17*. Магнитодвижущая сила возбуждения определяется для явнополюсной машины с нормальными характеристиками холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ и $E_f = f(F_1)$ и намагничивания $\Phi_m = f(F_f)$, $\Phi_m = f(F_1)$, $\Phi_{f\sigma} = f(F_1)$ и $\Phi_2 = f(F_2)$, изображенными на рис. 55-8 в относительных единицах. Индуктивные сопротивления машины (в относительных единицах, без учета насыщения): $X_d = 1{,}0$; $X_q = 0{,}627$; $X_\sigma = 0{,}2$; $X_{ad} = 0{,}8$; $X_{aq} = 0{,}427$. Активное сопротивление обмотки якоря не учитывается ($R = 0$).

Рассматривается работа в генераторном режиме при активно-индуктивной нагрузке: $U = 1{,}0$; $I = 1{,}0$; $\cos\varphi = 0{,}8$.

Начать следует с построения по (55-32) диаграммы напряжений и определения (точка *3*) результирующей ЭДС взаимной индукции $E_r = 1{,}13$ в относительных единицах (диаграмму напряжений и МДС рекомендуется строить в масштабах, принятых для характеристик).

По ЭДС E_r с помощью кривых рис. 55-10 определяются коэффициенты $\xi_d = 0{,}967$; $\xi_q = 0{,}77$; $\xi_{qd} = 0{,}23$ и рассчитываются по (55-30) главные индуктивные сопротивления с учетом насыщения: $X_{ad\text{н}} = \xi_d X_{ad} = 0{,}967 \cdot 0{,}8 = 0{,}772$ и $X_{aq\text{н}} = \xi_q X_{aq} = 0{,}77 \cdot 0{,}427 = 0{,}329$.

Затем так же, как в ненасыщенной явнополюсной машине (см. рис. 55-2), строится комплекс $\dot{E}_r + jX_{aq\text{н}}\dot{I}$, конец которого определяет точку *4* и направление оси $(-q)$. Ось d отстает от оси q на угол $\pi/2$. Раскладывая (*5*) ток $\dot{I}$ по направлениям осей q и d, находят продольную $I_d = 0{,}805$ и поперечную $I_q = 0{,}595$ составляющие тока якоря и соответствующие этим токам ЭДС $E_{ad} = X_{ad\text{н}} I_d = 0{,}772 \cdot 0{,}805 = 0{,}622$ и $E_{aq} = X_{aq\text{н}} I_q = 0{,}329 \cdot 0{,}595 = 0{,}196$.

По этим ЭДС с помощью спрямленной характеристики холостого хода определяют эквивалентные МДС возбуждения $F_{adm} = 0{,}583$ (*6*, *7*) и $F_{aqm} = 0{,}18$ (*8*, *9*) и откладывают их на диаграмме в фазе с соответствующими токами. Эквивалентная МДС F_{qdm} (*10*) рассчитывается по (55-31): $F_{qdm} = \xi_{qd} F_{aqm} = 0{,}23 \cdot 0{,}18 = 0{,}042$. F_{qdm} направляется в сторону, противоположную оси d (от ЭДС E_{rd} МДС F_{qdm} отстает на угол $\pi/2$).

Для определения ЭДС $\dot{E}_{rd}$ (*11*), индуктированной результирующей продольной МДС, нужно спроектировать $\dot{E}_r$ на направление оси q (или добавить к ней ЭДС — $\dot{E}_{aq} = jX_{aq\text{н}}\dot{I}_q$). По ЭДС E_{rd} с помощью частичной характеристики холостого хода $E_f = f(F_1)$ находится (*12*) результирующая МДС по продольной оси (без учета магнитного напряжения ротора) $F_{1rd} = 1{,}1$ и откладывается на диаграмме в виде комплекса F_{1rd} (*13*), опережающего $\dot{E}_{rd}$ на угол $\pi/2$.

После этого по (55-33) графически определяется (*14*) МДС возбуждения $F_{1f} = 1{,}725$ без учета магнитного напряжения ротора.

Поток рассеяния $\Phi_{f\sigma} = 0{,}45$ находится (*15*) как поток, соответствующий МДС F_{1f} по характеристике $\Phi_{f\sigma} = f(F_1)$. Добавляя

поток рассеяния $\Phi_{f\sigma}$ к результирующему потоку взаимной индукции по продольной оси $\Phi_{rdm} = E_{rd} = 1{,}1$, можно найти по (55-34) поток в полюсе $\Phi_2 = \Phi_{rdm} + \Phi_{f\sigma} = 1{,}1 + 0{,}45 = 1{,}55$; определить по характеристике $\Phi_2 = f(F_2)$ соответствующее ему магнитное напряжение ротора $F_2 = 0{,}107$ и рассчитать по (55-35) полную МДС возбуждения $F_{fm} = F_{1f} + F_2 = 1{,}725 + 0{,}107 = 1{,}83$, показанную на диаграмме в виде комплекса F_{fm} (*17*).

4) Определение тока возбуждения (без учета изменения потока рассеяния обмотки возбуждения). В тех случаях, когда требуется определить ток возбуждения с меньшей точностью, можно не считаться с изменением потока рассеяния обмотки возбуждения при нагружении машины и воспользоваться для нахождения тока возбуждения основной характеристикой холостого хода $E_f = f(F_f)$, не прибегая к частичной характеристике холостого хода $E_f = f(F_1)$ и другим характеристикам намагничивания. Построения, необходимые для определения тока возбуждения в этом случае, показаны на рис. 55-9 (параметры приняты несколько иные). Последовательность графических операций помечена цифрами *1—12*. Ход построения сохраняется прежним. Отличие от рис. 55-8 состоит лишь в том, что здесь по E_{rd} сразу определяется результирующая продольная МДС F_{rdm}, в которой приближенно учтено магнитное напряжение ротора, а по ней полная МДС возбуждения $F_{fm} = F_{rdm} - F_{adm} - F_{qdm}$. При таком определении F_{fm} магнитный поток рассеяния и магнитное напряжение ротора оказываются при активно-индуктивной нагрузке заниженными. Как видно из рис. 55-8, вместо потока рассеяния $\Phi_{f\sigma} = 0{,}45$ вводится в расчет поток рассеяния $\Phi_{f\sigma x} = 0{,}29$, а вместо магнитного напряжения $F_2 = 0{,}107$ — магнитное напряжение $F_{2x} = 0{,}052$. Поэтому МДС возбуждения, определенная этим способом, меньше МДС, найденной по рис. 55-8, на величину $F_2 - F_{2x} = 0{,}107 - 0{,}052 = 0{,}055$, при параметрах рис. 55-8 она равняется $F_{fm} = 1{,}83 - 0{,}055 = 1{,}78$, в то время как ее точное значение равно 1,83.

Однако из-за малости F_2 ошибка в определении F_{fm} по рис. 55-9 не особенно велика (в данном случае 3%), и определение F_{fm} по основной характеристике холостого хода в ряде случаев может быть рекомендовано.

Если режим задан другими комбинациями из основных величин и требуется определить не ток возбуждения, а U, I или φ, следует поступить так же, как при расчете насыщенной неявнополюсной машины (см. выше).

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ШЕСТАЯ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В СИНХРОННОЙ МАШИНЕ

56-1. ОСОБЕННОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ГЕНЕРАТОРНОМ РЕЖИМЕ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ. ПОТЕРИ. КПД

В гл. 30 рассмотрено электромеханическое преобразование энергии в электрических машинах переменного тока. Посмотрим, каковы особенности преобразования энергии в синхронных машинах, и проследим за отдельными его этапами применительно к генераторному режиму.

В этом режиме (рис. 56-1) к машине подводится от двигателя механическая мощность

$$P_2 = M_2\Omega,$$

где M_2 — вращающий момент двигателя, направленный в сторону вращения.

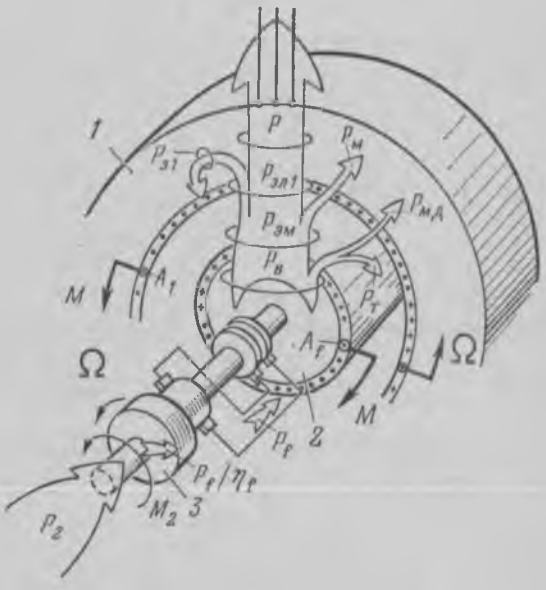


Рис. 56-1. Преобразование энергии в синхронной машине (режим генератора).

1 — якорь (статор); *2* — индуктор (ротор); *3* — возбудитель (генератор постоянного тока).

Часть этой мощности, равная P_f/η_f, расходуется на приведение в движение возбудителя, имеющего КПД η_f. Мощность $P_f/\eta_f - P_f$ выделяется в виде тепла в возбудителе. Мощность $P_f = R_f I_f^2$, равная потерям в обмотке возбуждения, снимается с коллектора возбудителя и передается электрически через щетки и контактные кольца к обмотке возбуждения генератора, где она также превращается в тепло. За счет момента $P_f/\eta_f\Omega$, требуемого для приведения в движение возбудителя, вращающий момент приводного двигателя несколько уменьшается, и на ротор *2* самой синхронной машины воздействует момент

$$M_в = M_2 - \frac{P_f}{\eta_f\Omega}.$$

При этом к ротору через механически напряженный вал подводится поток механической мощности

$$P_в = P_2 - P_f/\eta_f = M_в\Omega. \qquad (56\text{-}1)$$

Механическая мощность $P_{мех}$, преобразуемая электромагнитным путем, меньше мощности, сообщаемой ротору, на механические потери $P_т$ (на трение в подшипниках, трение ротора об окружающую среду и др.), а также добавочные потери $P_{м.д}$ в магнитопроводах, связанных с высшими гармоническими магнитного поля в зазоре:

$$P_{мех} = M\Omega = P_в - P_т - P_{м.д}. \qquad (56\text{-}2)$$

Соответственно и механический вращающий момент, уравновешивающий электромагнитный момент M, действующий на ротор, меньше момента $M_в$, приложенного к ротору, на тормозной момент, создаваемый перечисленными факторами:

$$M = M_в - \frac{P_т + P_{м.д}}{\Omega}.$$

В синхронной машине обмотка возбуждения питается постоянным током I_f, поэтому (в отличие от асинхронной машины) мощность P_f, необходимая для возбуждения, подводится к этой обмотке электрически (от возбудителя).

Постоянные токи I_f в проводниках обмотки возбуждения могут быть заменены эквивалентным поверхностным током с плотностью A_f (см. рис. 56-2), образующим такую же (неподвижную относительно ротора) основную гармоническую магнитного поля. Поверхностный ток с плотностью A_f, неподвижный относительно ротора, перемещается в пространстве с угловой скоростью ротора Ω. Поэтому электромагнитная мощность, развиваемая вращающимся поверхностным током A_f, не отличается от мощности $P_{мех} = M\Omega$, которая подводится к поверхностному току от вала механическим путем:

$$P_{мех} = P_{эм} = M\Omega. \qquad (56\text{-}3)$$

Посредством вращающегося магнитного поля электромагнитная мощность $P_{эм}$ передается на статор. Часть этой мощности, соответствующая магнитным потерям $P_м$, выделяется в виде тепла в магнитопроводе статора; остальная мощность

$$P_{эл1} = P_{эм} - P_м \qquad (56\text{-}4)$$

превращается в электрическую мощность, поступающую в обмотку якоря,

$$P_{эл1} = P + P_{э1}, \qquad (56\text{-}5)$$

где $P_{э1} = m_1 R I^2$ — электрические потери в обмотке якоря, найденные с учетом добавочных потерь;

R — активное сопротивление обмотки якоря, определенное с учетом этих потерь;

$P = m_1 U I \cos\varphi = m_1 R_н I^2$ — активная мощность, передаваемая нагрузке машины;

$R_н$ — активное сопротивление нагрузки.

Коэффициент полезного действия синхронной машины в режиме генератора

$$\eta = \frac{P}{P_2} = 1 - \frac{\Sigma P}{P + \Sigma P},$$

где $\Sigma P = P_f/\eta_f + P_т + P_{д,м} + P_м + P_{э1}$ — сумма потерь в машине.

56-2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

В синхронной машине электромагнитную мощность и электромагнитный момент удобнее выразить через величины якоря (статора). Из (56-4), (56-5) вытекает, что электромагнитная мощность может рассматриваться как сумма мощностей P, $P_{э1}$ и $P_м$:

$$P_{эм} = P + P_{э1} + P_м. \qquad (56\text{-}6)$$

Магнитные потери $P_м$, обусловленные результирующим полем Φ_{rm} и пропорциональные E_r^2, могут быть представлены как потери $m_1 R_м I_м^2$ в фиктивном омическом сопротивлении $R_м$, включенном в схеме замещения на напряжение E_r (рис. 56-2). Тогда

$$P_м = m_1 R_м I_м^2 = \frac{m_1 E_r^2}{R_м} = m_1 E_r I_м, \qquad (56\text{-}7)$$

где $I_м = P_м/m_1 E_r$ — дополнительный ток в обмотке якоря, совпадающий по направлению с E_r.

Переписывая (56-6) с учетом (56-7)

$$P_{эм} = m_1 I (U \cos\varphi + IR) + m_1 E_r I_м$$

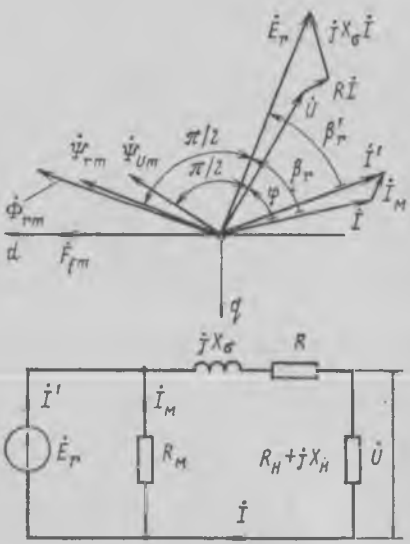


Рис. 56-2. Диаграмма и схема замещения насыщенной синхронной машины (с учетом магнитных потерь).

и замечая, что $U\cos\varphi + I_r = E_r \cos\beta_r$ и $I\cos\beta_r + I_м = I'\cos\beta'_r$, получаем:

$$P_{эм} = m_1 E_r I' \cos\beta'_r. \qquad (56\text{-}8)$$

Формула (56-8) позволяет выразить электромагнитную мощность $P_{эм}$, поступающую из зазора в статор, через величины обмотки якоря: результирующую ЭДС взаимной индукции E_r; ток якоря I' с учетом дополнительного тока $I_м$, соответствующего магнитным потерям $P_м$,

$$I' = \sqrt{(I_м + I\cos\beta_r)^2 + (I\sin\beta_r)^2}$$

и косинус угла β'_r между ЭДС E_r и током I'

$$\cos\beta'_r = \frac{I\cos\beta_r + I_м}{I'}.$$

Таким образом, (56-8) дает возможность найти электромагнитную мощность в насыщенной или ненасыщенной синхронной машине после определения E_r, I, $\cos\beta_r$ и $P_м$ в заданном режиме по гл. 55. Заметим, что расчет магнитных потерь $P_м$ в якоре (статоре) при известных E_r (или Φ_r) производится по тем же формулам, что и в асинхронной машине (см. § 40-3).

Как уже упоминалось, электромагнитная мощность, поступающая в статор, состоит из двух частей: мощности

$$P_{эл} = P + P_{э1} = m_1 E_r I\cos\beta_r$$

и мощности магнитных потерь $P_м = m_1 E_r I_м$. Электрическая мощность $P_{эл1}$ может рассматриваться как мощность, расходуемая на перемещение с угловой скоростью Ω поверхностного тока A_1, эквивалентирующего ток в обмотке якоря I. Мощность потерь $P_м$ может рассматриваться как мощность, расходуемая на перемещение с угловой скоростью Ω поверхностного тока $A_{1м}$, эквивалентирующего фиктивный ток $I_м$.

Электромагнитный момент M, действующий на статор (рис. 56-1), представляет собой результат взаимодействия результирующего магнитного поля взаимной индукции, поток которого равен Φ_{rm}, с поверхностным током A'_1, эквивалентирующим ток $I' = I + I_м$ в обмотке якоря.

Формула для электромагнитного момента может быть получена исходя из выражения для электромагнитной мощности

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\Psi_{rm} I'\cos\beta'_r, \qquad (56\text{-}9)$$

где $\Psi_{rm} = \sqrt{2}E_r/p\Omega = w_1 k_{o1}\Phi_{rm}$ — потокосцепление результирующего магнитного поля взаимной индукции с обмоткой якоря [1].

Уравнение электромагнитного момента

$$M = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\Psi_{rm} I'\sin\left(\frac{\pi}{2} + \beta'_r\right) \qquad (56\text{-}10)$$

может быть также получено исходя из общей формулы (29-2), в которую входит синус угла между потокосцеплением Ψ_{rm} и током I' (рис. 56-2), равный $(\pi/2 + \beta'_r)$. Поскольку $\sin(\pi/2 + \beta'_r) = \cos\beta'_r$, уравнение (56-10) совпадает с (56-9).

Если пренебречь магнитными потерями и положить $P_м = 0$, $I_м = 0$ и $R_м = 0$, то на статор будет действовать электромагнитный момент

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}}\Psi_{rm} I\cos\beta_r, \qquad (56\text{-}11)$$

где $P_{эм} = m_1 I E_r\cos\beta_r$.

[1] Ψ_{rm} и Φ_{rm} определяются по основной гармонической поля в зазоре.

При отсутствии и магнитных и электрических потерь в якоре ($P_м = 0$, $P_{э1} = 0$) электромагнитная мощность равна активной мощности:

$$P_{эм} = m_1 E_r I \cos\beta_r = m_1 U I \cos\varphi = P,$$

$E_r \cos\beta_r = U\cos\varphi$ (см. диаграмму рис. 55-2), и электромагнитный момент может быть выражен через полное потокосцепление с обмоткой якоря Ψ_{Um}, соответствующее напряжению U:

$$M = \frac{P}{\Omega} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \Psi_{Um} I \cos\varphi, \qquad (56\text{-}12)$$

где $\Psi_{Um} = \sqrt{2}U/p\Omega$.

Электромагнитный момент положителен в генераторном режиме, когда $-\pi/2 < \beta_r' < \pi/2$; $-\pi/2 < \beta_r < \pi/2$; $-\pi/2 < \varphi < \pi/2$ (на статор положительный момент действует в сторону вращения, на ротор — в сторону, противоположную вращению).

При $3\pi/2 > \beta_r' > \pi/2$; $3\pi/2 > \beta_r > \pi/2$; $3\pi/2 > \varphi > \pi/2$ электромагнитный момент отрицателен, что соответствует режиму двигателя.

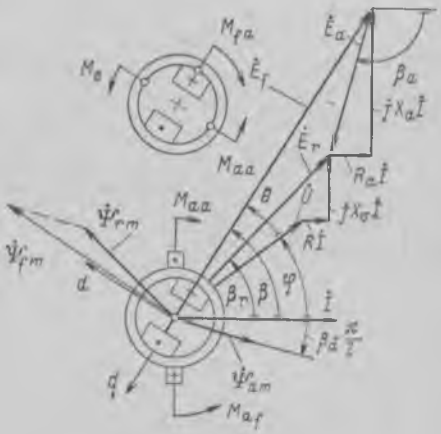


Рис. 56-3. К определению составляющих электромагнитного момента в явнополюсной насыщенной машине при активно-индуктивной нагрузке ($\beta > 0$).

В явнополюсной ненасыщенной машине электромагнитный момент может быть представлен в виде суммы двух составляющих.

Пренебрегая для упрощения выкладок магнитными потерями ($P_м = 0$), можно выразить результирующую ЭДС взаимной индукции $\dot{E}_r$ как сумму ЭДС возбуждения $\dot{E}_f$ и ЭДС $\dot{E}_a = -R_a\dot{I} - jX_a\dot{I}$, индуктированной полем якоря (54-34), где R_a, X_a — составляющие главного сопротивления якоря (54-37), $\dot{E}_r = \dot{E}_f + \dot{E}_a$, и заменить в (56-11) проекцию $\dot{E}_r$ на направление тока $\dot{I}$ через сумму проекций $\dot{E}_f$ и $\dot{E}_a$ на это направление (см. рис. 56-3)

$$E_r \cos\beta_r = E_f \cos\beta + E_a \cos\beta_a,$$

где $E_a \cos\beta_a = -R_a I$.

То же самое можно сделать для потокосцеплений

$$\Psi_{rm} \cos\beta_r = \Psi_{fm} \cos\beta + \Psi_{am} \cos\beta_a.$$

Тогда, исходя из (56-11), получим:

$$M = \frac{P_{эм}}{\Omega} = M_{af} + M_{aa}, \qquad (56\text{-}13)$$

где

$$M_{af} = \frac{m_1 E_f I_q}{\Omega} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \Psi_{fm} I \cos\beta$$

— момент от взаимодействия тока якоря I с полем возбуждения, образующим потокосцепление Ψ_{fm};

$$M_{af} = -\frac{m_1 R_a I^2}{\Omega} = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} I \Psi_{am} \cos \beta_a$$

— момент от взаимодействия тока якоря с собственным полем, смещенным благодаря явнополюсности ротора на некоторый угол $(\beta_a + \pi/2)$ относительно тока и образующим потокосцепление Ψ_{am}.

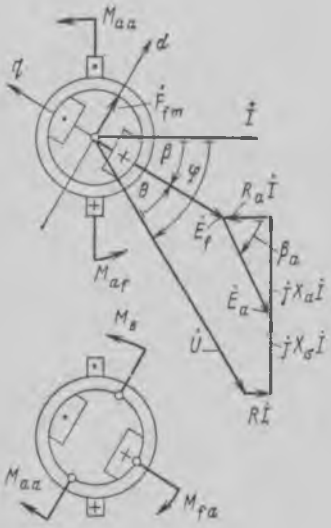


Рис. 56-4. К определению составляющих электромагнитного момента в явнополюсной ненасыщенной машине при активно-емкостной нагрузке ($\beta < 0$).

Момент M_{af} имеется только в возбужденной машине. Момент M_{aa} может проявиться только в явнополюсной машине ($X_d \neq X_q$) при $\beta \neq 0$, $\pi/2$, π или $3\pi/2$, когда $\beta_a \neq -\pi/2$ и $R_a \neq 0$. Этот момент возникает при смещении потокосцепления (или поля якоря) Ψ_{am} на некоторый угол $(\beta_a + \pi/2)$ относительно тока, что имеет место, когда ток I не направлен по продольной или поперечной оси ротора. Моменты M_{af} и M_{aa}, действующие на статор в режиме генератора при активно-индуктивной нагрузке ($\varphi > 0$, $\beta > 0$), показаны на рис. 56-3. Направления этих моментов могут быть найдены как с помощью правила левой руки, примененного к току статора, так и формально по (56-13). Видно, что в этом режиме момент M_{aa} отрицателен ($R_a > 0$). Соответствующие моменты, направленные в противоположную сторону по отношению к статорным моментам, действуют и на ротор. Направление момента M_{af}, действующего на ротор, определяется с помощью правила левой руки по электромагнитной силе взаимодействия тока возбуждения с полем якоря. Момент M_{aa}, действующий на явнополюсный ротор в поле якоря, всегда стремится повернуть ротор таким образом, чтобы ось его полюсов (ось d) расположилась вдоль поля якоря. Действительно, из выражения электромагнитного момента через изменение энергии магнитного поля при фиксированном токе якоря $M_{aa} \equiv i^2 dL_{11}/d\gamma$ вытекает, что момент M_{aa} направлен в сторону таких смещений $d\gamma$, при которых индуктивность якоря L_{11} возрастает и $dL_{11} > 0$, т. е. таких смещений, которые приближают продольную ось ротора к оси поля якоря. На рис. 56-4 изображена диаграмма

в режиме генератора для другой характерной нагрузки — активно-емкостной ($\varphi < 0$) в случае $\beta < 0$.

Независимо от тока возбуждения в генераторном режиме момент M_{af} всегда положителен и действует на ротор в направлении, противоположном вращению. Момент M_{aa} при активно-индуктивной нагрузке ($\varphi > 0$; $\beta > 0$) получается отрицательным; при активно-емкостной нагрузке ($\varphi < 0$) в случае $\beta < 0$ — положительным. Формально это связано с изменением знака активной составляющей главного сопротивления R_a ($R_a > 0$ при $\beta > 0$ и $R_a < 0$ при $\beta < 0$).

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ СЕДЬМАЯ

ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ АВТОНОМНОЙ НАГРУЗКЕ

57-1. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА ПРИ АВТОНОМНОЙ НАГРУЗКЕ

При эксплуатации синхронного генератора, питающего автономную нагрузку, режим работы изменяется в зависимости от того, какие потребители электроэнергии присоединены к генератору. В нормальных эксплуатационных режимах, когда мощность, потребляемая нагрузкой, не превосходит номинальной, амплитуда и частота напряжения генератора должны быть близкими к номинальным. В современных установках это достигается автоматическим регулированием возбуждения и частоты вращения приводного двигателя.

В аномальных режимах, среди которых важнейшим является режим симметричного установившегося короткого замыкания на выводах генератора (или в питаемой им электрической сети), ток якоря генератора может существенно возрасти [1]. Системы возбуждения генератора и автоматического регулирования возбуждения, система его защиты от недопустимого увеличения тока и недопустимого снижения напряжения должны обеспечивать возможность эксплуатации генератора в нормальных и аномальных режимах.

57-2. РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРА

Регулировочной характеристикой генератора называется зависимость тока возбуждения от тока якоря

$$I_f = f(I)$$

при постоянных напряжении, угловой скорости вращения и угле нагрузки $U = \text{const}$, $\Omega = \text{const}$, $\varphi = \text{const}$.

Регулировочная характеристика показывает, как нужно регулировать ток возбуждения I_f, чтобы при изменении сопротивления

[1] Несимметричная нагрузка и несимметричные короткие замыкания рассматриваются в гл. 61, переходные процессы при симметричном коротком замыкании — в гл. 73.

нагрузки $Z_н$ напряжение U оставалось неизменным. Обычно регулировочные характеристики строятся для номинального напряжения $U_н = \text{const}$ и номинальной частоты вращения. Для этого нужно задаться несколькими значениями тока якоря, например $I = 0$; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0, и найти (гл. 55) для каждого из этих токов требуемый ток возбуждения I_f.

Без учета насыщения ток возбуждения находится аналитически по (55-7) или (55-17); с учетом насыщения поток возбуждения определяется графически с помощью характеристик намагничивания и диаграммы напряжений и МДС по рис. 55-4 (для неявнополюсной машины) и рис. 55-8 (для явнополюсной машины).

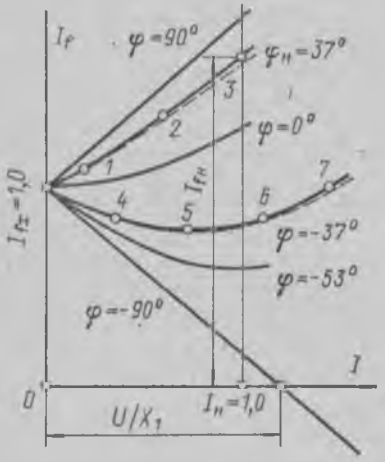


Рис. 57-1. Регулировочные характеристики синхронного генератора $I_f = f(I)$ при $U_н = \text{const}$; $\Omega_н = \text{const}$, $\varphi = \text{const}$.

———— — без учета насыщения;
— — — — — с учетом насыщения.

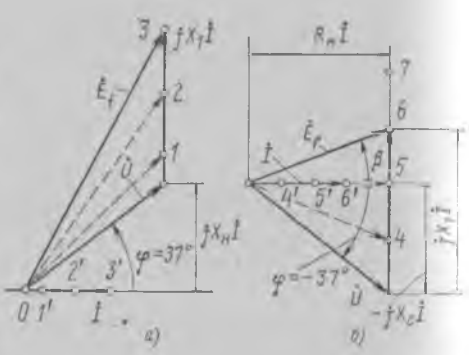


Рис. 57-2. К построению регулировочных характеристик.

Семейство регулировочных характеристик синхронного генератора $I_f = f(I)$ при различных углах нагрузки φ показано на рис. 57-1.

При активно-индуктивной нагрузке ($\varphi > 0$) МДС якоря носит размагничивающий характер и для поддержания заданного напряжения требуется увеличивать ток возбуждения. Наибольшее увеличение тока возбуждения происходит при индуктивной нагрузке ($\varphi = 90°$), наименьшее — при активной нагрузке ($\varphi = 0$)

Этот вывод качественно подтверждается с помощью простейшей диаграммы напряжений на рис. 57-2, *а* (без учета насыщения и явнополюсности по § 55-1) при $\varphi = 37°$. Геометрическим местом тока I является линия 1′, 2′, 3′; геометрическим местом ЭДС E_f — линия *1*, *2*, *3*. Видно, что при $\varphi > 0$ увеличение тока I сопровождается непрерывным увеличением E_f или I_f (на регулировочной характе-

ристике рис. 57-1 при $\varphi = 37°$ цифрами *1*, *2*, *3* помечены те же точки, что и на рис. 57-2, *а*). Влияние нагрузки на ток возбуждения проявляется тем резче, чем большим индуктивным сопротивлением

$$X_1 = X_\sigma + X_a$$

обладает обмотка якоря.

Точка *3* ($\cos\varphi_н = 0{,}8$, $I_н = 1{,}0$) определяет номинальный ток возбуждения $I_{fн}$. Этот ток тем сильнее отличается от тока возбуждения I_f при холостом ходе, чем больше в относительных единицах сопротивление X_1.

Точные значения тока возбуждения могут быть найдены с помощью диаграмм, построенных с учетом насыщения и явнополюсности. Однако регулировочные характеристики, рассчитанные с учетом насыщения (на рис. 57-1 они показаны пунктиром), мало отличаются от характеристик, рассчитанных без учета насыщения.

При активно-емкостной нагрузке ($\varphi < 0$ см. рис. 57-2, *б*) ток возбуждения при небольших токах якоря получается меньшим, чем при холостом ходе $I_f < I_{fx}$ (например, в точке *4*), достигает минимального значения (точка *5*), затем снова начинает увеличиваться.

Это явление может быть объяснено с помощью семейства диаграмм напряжений, построенных на рис. 57-2, *б*. Как видно из рисунка, ЭДС E_f, геометрическим местом которой является линия *4*, *5*, *6*, *7*, изменяется при увеличении тока якоря от точки *4'* к точке *6'* подобно описанному изменению тока возбуждения. При небольших токах якоря $I = \frac{U\,|\sin\varphi|}{X_C}$ (точки *4*, *4'*), которые появляются при $X_C > X_1$, угол $\beta = \operatorname{arctg}\frac{X_1 - X_C}{R_н} < 0$ и ЭДС $\dot{E}_f$ отстает от тока $\dot{I}$. В этих точках продольный ток и продольная МДС якоря получаются намагничивающими; ЭДС $E_f < U$ и ток возбуждения I_f меньше тока возбуждения I_{fx}. В точках *5*, *5'* при $X_C = X_1$ возникает резонанс напряжений; реактивное сопротивление схемы замещения машины относительно ЭДС E_f обращается в нуль $X_1 - X_C = 0$; ток якоря

$$I = \frac{U\,|\sin\varphi|}{X_1} = \frac{U\cos\varphi}{R_н}$$

и совпадает по фазе с ЭДС E_f ($\beta = 0$). При этом ток возбуждения приобретает минимально возможное значение $I_{f\,min}$, соответствующее $E_{f\,min} = U\cos\varphi$ (точка *5* на рис. 57-1).

При токах $I = \frac{U\,|\sin\varphi|}{X_C} > \frac{U\,|\sin\varphi|}{X_1}$, т. е. при $X_C < X_1$, угол $\beta > 0$ и ЭДС $\dot{E}_f$ опережает ток $\dot{I}$ (например, в точках *6*, *6'*). В этих точках продольный ток и продольная МДС якоря получаются размагничивающими; ЭДС $E_f > E_{f\,min}$ и ток возбуждения I_f больше тока $I_{f\,min}$, который наблюдается в точке *5*, когда ток якоря содержит только поперечную составляющую I_q, а продольная

составляющая исчезает. Наконец, в точке 7 при токе якоря

$$I = \frac{U\,|\sin\varphi|}{X_C} = 2\frac{U\,|\sin\varphi|}{X_1},$$

т. е. при $X_C = X_1/2$ ЭДС E_f снова становится равной напряжению U и ток возбуждения совпадает с током возбуждения при холостом ходе $I_f = I_{fx}$ (точка 7 на рис. 57-1).

При учете насыщения и явнополюсности количественные соотношения несколько изменяются, однако качественная картина явлений сохраняется. Причем влияние только одного насыщения сказывается незначительно (ср. характеристики при $\varphi = -37°$ на рис. 57-1).

В случае чисто емкостной нагрузки ток возбуждения падает с ростом тока якоря наиболее резко. При этом его уменьшение происходит линейно. При токе якоря

$$I = \frac{U\,|\sin\varphi|}{X_C} = \frac{U}{X_C} = \frac{U}{X_1},$$

соответствующем резонансу напряжений, ток возбуждения вообще обращается в нуль. Таким образом, при включении машины на емкостное сопротивление на ее выводах может появиться напряжение даже при отсутствии возбуждения. Это явление называется с а м о в о з б у ж д е н и е м синхронной машины (подробнее о нем рассказывается ниже в этой главе).

Если емкостное сопротивление уменьшить еще более и сделать $X_C < X_1$, что соответствует токам $I > U/X_1$, то для поддержания на выводах машины заданного напряжения U потребуется возбудить ее отрицательным током $I_f < 0$, МДС которого направлена против МДС якоря. Детальный анализ режима при отрицательном возбуждении показывает, что работа в этом режиме неустойчива. При случайном отклонении ротора от положения, в котором его МДС F_{fm} направлена против МДС F_{am}, появляется электромагнитный момент, способствующий увеличению этого отклонения. В результате ротор и его МДС F_{fm} поворачиваются относительно F_{am} на электрический угол 180° и устанавливается режим, в котором F_{fm} направлена согласно с F_{am}.

Режим отрицательного возбуждения может быть осуществлен только в машине, снабженной специальными быстродействующими автоматическими системами регулирования возбуждения и частоты вращения.

57-3. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Внешней характеристикой называется зависимость напряжения на выводах генератора от тока якоря $U = f(I)$ *при постоянных токе возбуждения, скорости вращения и угле нагрузки* (I_f =const, Ω = const, φ = const).

Внешние характеристики показывают, как изменяется напряжение на выводах генератора при увеличении тока нагрузки, если

ток возбуждения и характер нагрузки неизменны. Внешние характеристики обычно строятся при одном из двух характерных токов возбуждения: при токе возбуждения I_{fx}, соответствующем номинальному напряжению $U_н$ при холостом ходе, или при номинальном токе возбуждения $I_{fн}$, соответствующем номинальному режиму ($U_н$, $I_н$, $\varphi_н$).

Семейство внешних характеристик синхронного генератора ($X_1 = 0{,}86$; $X_\sigma = 0{,}16$; $X_a = 0{,}70$), построенных при $U = U_н$; $I_f = I_{fx} = 1{,}68$ и различных углах нагрузки φ, показано на рис. 57-3. При построении внешних характеристик учет насыщения обязателен. Сопоставление внешних характеристик при $\varphi = \pm 37°$ ($\cos\varphi = 0{,}8$), построенных при одном и том же токе возбуждения с учетом насыщения (сплошные кривые) и без учета насыщения (пунктирные кривые), позволяет убедиться в том, что характеристики без учета насыщения совпадают с точными характеристиками лишь при малых напряжениях и дают в общем только качественное представление об изменении напряжения. Построение внешних характеристик требует определения напряжения U в ряде режимов, заданных через I_f, I и φ. Для этого нужно обратиться к гл. 55. Характеристики рис. 57-3, показанные сплошными линиями, построены с помощью диаграммы неявнополюсной синхронной машины. При этом использовалась нормальная характеристика холостого хода неявнополюсной машины по рис. 53-11.

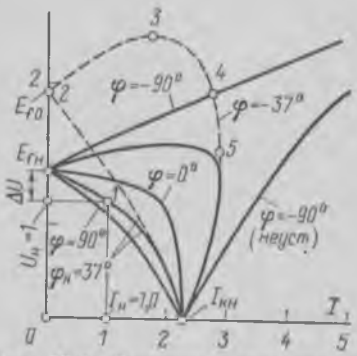


Рис. 57-3. Внешние характеристики синхронного генератора $U = f(I)$ при $I_f = I_{fн} = \text{const}$; $\Omega_н = \text{const}$; $\varphi = \text{const}$.

———— — с учетом насыщения;
— — — — без учета насыщения.

Основная внешняя характеристика при номинальном угле нагрузки $\varphi_н = 37°$ проходит через точку *1*, в которой напряжение и ток номинальны ($U_н = 1$, $I_н = 1$). Уменьшение тока активно-индуктивной нагрузки (при $\varphi = \varphi_н$) при постоянном токе возбуждения сопровождается увеличением напряжения, которое происходит из-за ослабления размагничивающего действия МДС якоря F_a. При холостом ходе, когда сопротивление нагрузки $Z_н = \infty$, ток якоря $I = 0$ и МДС якоря исчезает, напряжение на выводах машины делается равным $U = E_{fн}$, где $E_{fн} = f(I_{fн})$ по характеристике холостого хода. По ЭДС $E_{fн}$ можно определить номинальное изменение напряжения генератора при сбросе нагрузки

$$\Delta U_* = \frac{\Delta U}{U_н} = \frac{E_{fн} - U_н}{U_н} \qquad (57\text{-}1)$$

(для рассматриваемой машины $\Delta U_* = \frac{1{,}26 - 1{,}0}{1{,}0} = 0{,}26$).

Увеличение тока активно-индуктивной нагрузки (при $\varphi = \varphi_н$) сопровождается снижением напряжения. При сопротивлении нагрузки $Z_н = 0$, т. е. при замыкании выводов обмотки якоря накоротко, наблюдается режим установившегося симметричного короткого замыкания при токе возбуждения $I_f = I_{fн}$. Напряжение на выводах якоря $U = 0$; ток становится равным току короткого замыкания при номинальном возбуждении:

$$I = I_{к,н} \frac{E_{fн0}}{X_1} = \frac{1{,}93}{0{,}86} = 2{,}25,$$

где $E_{fн0} = f(I_{fн})$ по спрямленной характеристике холостого хода $E_f = f(F_\delta)$.

Внешние характеристики при том же токе возбуждения $I_{fн} = 1{,}68$, но других углах $\varphi \neq \varphi_н$ имеют общие с основной внешней характеристикой точки холостого хода ($U = E_{fн}$, $I = 0$) и короткого замыкания ($U = 0$, $I = I_{к,н}$).

При активно-индуктивной нагрузке, когда $90° > \varphi > 0$, напряжение с увеличением тока от $I = 0$ до $I = I_{к,н}$ монотонно снижается от $E_{fн}$ до 0. Наиболее резко — при чисто индуктивной нагрузке ($\varphi = 90°$, $\cos\varphi = 0$), наименее резко — при активной нагрузке ($\varphi = 0$, $\cos\varphi = 1{,}0$).

При активно-емкостной нагрузке, т. е. при $0 > \varphi > -90°$, напряжение изменяется более сложно (см. сплошную характеристику при $\varphi = -37°$ на рис. 57-3). При малых токах якоря, когда емкостное сопротивление нагрузки X_C велико, напряжение становится большим, чем при холостом ходе ($U > E_{fн}$); при некотором токе, которому соответствует резонанс напряжений ($X_C = X_{1н}$, где $X_{1н}$ — индуктивное сопротивление якоря с учетом насыщения), напряжение достигает максимального значения ($U = U_{max}$); при дальнейшем снижении $Z_н$ напряжение снижается, а ток якоря продолжает нарастать, достигает максимального значения $I_{max} > I_{к,н}$ и затем снова уменьшается до $I_{к,н}$.

При чисто емкостной нагрузке, т. е. при $\varphi = -90°$, характеристика состоит из двух непересекающихся ветвей, одна из которых проходит через точку холостого хода ($U = E_{fн}$, $I = 0$), вторая — через точку короткого замыкания ($U = 0$, $I = I_{к,н}$). Режимы работы на второй ветви неустойчивы, так как ей соответствуют о т р и ц а т е л ь н ы е токи возбуждения (см. анализ регулировочных характеристик).

Внешние характеристики без учета насыщения могут быть представлены в аналитической форме в виде (55-18) для явнополюсной машины или (55-8) для неявнополюсной машины. Как уже говорилось, эти характеристики совпадают с точными характеристиками при малых напряжениях и могут быть полезны для качественного анализа внешних характеристик.

Анализ уравнений внешних характеристик при активно-емкостной нагрузке позволяет найти их характерные точки (точки *3*, *4*, *5* на характеристике $\varphi = -37°$, показанной пунктиром). Имея в виду,

что в режиме внешней характеристики $R_н = Z_н \cos\varphi$, $X_н = Z_н \sin\varphi$, причем $\cos\varphi = \text{const}$, $\sin\varphi = \text{const}$, а изменяется лишь $Z_н$, можно при $E_f = E_{fн0}$ найти из (55-8) производную $dU/dZ_н$ и, приравняв ее нулю, определить, что напряжение максимально $U = U_{max} = E_{fн0}/\cos\varphi$ (точка *3*) при $|X_н| = X_1$ и $Z_н = X_1/|\sin\varphi|$, т. е. при резонансе напряжений, когда

$$I = \frac{U}{Z_н} = \frac{E_{fн0}}{X_1}|\operatorname{tg}\varphi| = I_{к.н}|\operatorname{tg}\varphi|.$$

Соответственно, взяв с помощью (55-8) производную $dI/dZ_н$ и приравняв ее нулю, можно определить, что ток максимален

$$I_{max} = \frac{E_{fн0}}{X_1\cos\varphi} = \frac{I_{к.н}}{\cos\varphi}$$

при $Z_н = X_1 \sin\varphi$ (точка *5*), когда

$$U = Z_н I_{max} = E_{fн0}\operatorname{tg}\varphi.$$

Не представляет труда с помощью (55-8) найти и ток, при котором напряжение, уменьшаясь, снова становится таким же, как при холостом ходе, т. е. $U = E_{fн}$ (точка *4*). Этот ток равен

$$I = \frac{2E_{fн0}|\sin\varphi|}{X_1} = 2|\sin\varphi| I_{к.н}$$

и соответствует сопротивлению нагрузки $Z_н = X_1/2|\sin\varphi|$.

57-4. ХАРАКТЕРИСТИКА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

Характеристикой короткого замыкания называется зависимость тока якоря от тока возбуждения

$$I_к = f(I_f)$$

при симметричном установившемся коротком замыкании на выводах обмотки якоря ($Z_н = 0$, $U = 0$).

Для экспериментального получения этой характеристики необходимо замкнуть накоротко (через амперметры или трансформаторы тока) выводы обмотки якоря. Затем привести генератор во вращение с номинальной угловой скоростью $\Omega_н$ и, постепенно увеличивая ток возбуждения, снять зависимость $I_к = f(I_f)$, показанную на рис. 57-4. Опытным путем установлено, что эта зависимость линейна даже при токах короткого замыкания, в несколько раз превосходящих номинальный ток в обмотке якоря (в 3—4 раза).

В режиме короткого замыкания поле возбуждения оказывается сильно ослабленным из-за размагничивающего действия продольной МДС якоря. Магнитная цепь машины слабо насыщена, и для определения тока короткого замыкания можно воспользоваться в общем случае схемой замещения ненасыщенной явнополюсной синхронной машины по рис. 54-1 или уравнением напряжений (55-19). При коротком замыкании сопротивление нагрузки исчезает ($Z_н = 0$,

$R_н = 0$, $X_н = 0$) и ток короткого замыкания ограничивается только сопротивлением обмотки якоря: активным сопротивлением R и индуктивным сопротивлением X_1.

Из-за малости активного сопротивления проводников якоря по сравнению с его индуктивным сопротивлением по поперечной оси (в относительных единицах $R = 0{,}01 \div 0{,}001$; $X_q = 0{,}3 \div 1{,}5$

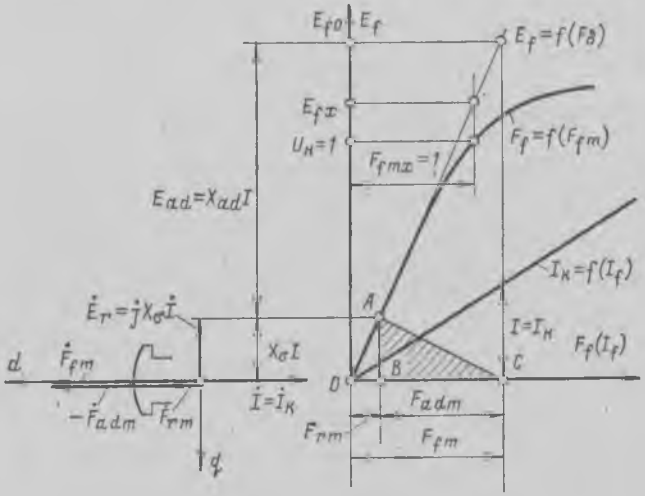


Рис. 57-4. К построению характеристики симметричного установившегося короткого замыкания $I_к = f(I_f)$.

в явнополюсных и $X_q = X_d = 1{,}0 \div 2{,}5$ в неявнополюсных машинах) косинус угла β (55-15) практически не отличается при $Z_н = 0$ от нуля:

$$\cos\beta = \frac{R}{\sqrt{X_q^2 + R^2}} \approx 0,$$

угол $\beta = \pi/2$, $\sin\beta = 1{,}0$, и ток якоря получается продольным:

$$I_d = I\sin\beta = I = I_к;$$
$$I_q = I\cos\beta = 0.$$

Соответственно индуктивное сопротивление якоря X_1 для тока короткого замыкания при $\beta = \pi/2$ совпадает с его продольным индуктивным сопротивлением X_d (без учета насыщения):

$$X_1 = \frac{X_d + X_q}{2} - \frac{X_d - X_q}{2}\cos 2\beta = X_d,$$

а его активное сопротивление R_1 не отличается от активного сопротивления обмотки:

$$R_1 = R + \frac{X_d - X_q}{2}\sin 2\beta = R.$$

Сам ток короткого замыкания может быть определен по формуле, вытекающей из (55-19) и пригодной как для явнополюсных машин, так и для неявнополюсных машин, в которых $X_1 = X_d = X_q$,

$$I_к = \frac{E_{f0}}{\sqrt{R^2 + X_d^2}}, \tag{57-2}$$

где E_{f0} — ЭДС, соответствующая заданному току возбуждения I_f и определенная по спрямленной характеристике холостого хода $E_f = f(F_{fm})$.

При номинальной угловой скорости $\Omega = \Omega_н$ ($\omega = \omega_н$) активное сопротивление обмотки якоря R мало по сравнению с его индуктивным сопротивлением, и, не делая заметной ошибки, можно рассчитывать ток короткого замыкания по формуле

$$I_к = \frac{E_{f0}}{X_d}. \tag{57-3}$$

Следует отметить, что ток короткого замыкания при $I_f = \text{const}$ почти не зависит от угловой скорости ротора, поскольку и ЭДС E_{f0} и индуктивное сопротивление X_d пропорциональны этой скорости:

$$E_{f0} = E_{fн0}\Omega_*;$$
$$X_d = X_{dн}\Omega_*,$$

где $X_{dн}$, $E_{fн0}$ — ЭДС и индуктивное сопротивление при номинальной угловой скорости без учета насыщения; $\Omega_* = \Omega/\Omega_н$ — относительная угловая скорость ротора.

Из приближенной формулы (57-3) вытекает, что при этих условиях ток короткого замыкания не зависит от угловой скорости:

$$I_к = \frac{E_{f0}}{X_d} = \frac{E_{fн0}}{X_{dн}} = I_{к,н} = \text{const};$$

учитывая влияние активной составляющей сопротивления по (57-2), можно убедиться, что ток короткого замыкания действительно практически постоянен при достаточно больших угловых скоростях и лишь при очень маленьких скоростях начинает спадать и постепенно уменьшаться до нуля. Это иллюстрируется рис. 57-5, на котором показана зависимость $I_к/I_{к,н} = f(\Omega_*)$, построенная при $I_f = \text{const}$ для машины с параметрами $R = 0{,}01$, $X_d = 1{,}0$. На рис. 57-4 приведено графическое определение тока возбуждения I_f (или МДС F_f) при заданном токе короткого замыкания для явнополюсной машины. Сделано это с помощью диаграммы насыщенной явнополюсной машины (рис. 55-9) и характеристики холостого хода для того, чтобы выяснить, насколько велики токи, при которых магнитная цепь машины остается ненасыщенной.

Из рисунка видно, что МДС возбуждения F_{fm} складывается из МДС F_{rm}, соответствующей результирующей ЭДС взаимной индукции $E_r = X_\sigma I$, и МДС F_{adm}, эквивалентной продольной МДС якоря.

При $E_{*r} = X_{*\sigma} I_* < 0{,}7$, когда характеристика холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ практически линейна и совпадает с характеристикой $E_f = f(F_\delta)$, МДС F_{rm} пропорциональна ЭДС $E_r = X_\sigma I$ и току короткого замыкания. Кроме того, при этом коэффициент $k_{Za} = F_1/F_\delta = 1{,}0$ и коэффициент $\xi_d = 1{,}0$, коэффициент $k_{qd} = 0$ и в соответствии с (55-30)

$$X_{ad\,н} = X_{ad}; \quad E_{ad} = X_{ad} I.$$

Поэтому и МДС F_{adm}, соответствующая ЭДС E_{ad} по характеристике $E_f = f(F_\delta)$, тоже пропорциональна току короткого замыкания, а это означает, что и МДС возбуждения $F_{fm} = F_{rm} + F_{adm}$ и ток возбуждения F_f/w_f пропорциональны току короткого замыкания, пока ЭДС $E_{*r} < 0{,}7$, а сам ток короткого замыкания

$$I_{*к} < 0{,}7/X_{*\sigma} \approx 4 \div 7{,}0^*.$$

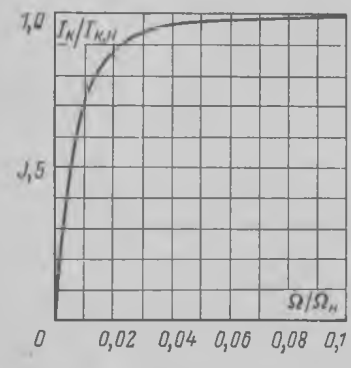


Рис. 57-5. Зависимость тока короткого замыкания от относительной угловой скорости ротора (при $I_f = \text{const}$).

Для построения характеристики короткого замыкания $I_к = f(I_f)$ в относительных единицах удобно воспользоваться так называемым треугольником короткого замыкания (прямоугольным ΔABC), изображенным на рис. 57-4. Катет AB этого треугольника равен ЭДС рассеяния $X_\sigma I$, катет BC равен F_{adm} и эквивалентирует продольную МДС якоря. Размеры треугольника или его катетов AB и BC пропорциональны току в обмотке якоря.

С помощью треугольника короткого замыкания нетрудно найти ток I_f или МДС F_{fm} возбуждения, соответствующие заданному току короткого замыкания. Ток возбуждения I_f будет указан вершиной C треугольника, если вершину A расположить на характеристике холостого хода, а катет BC совместить с осью абсцисс. Изменяя размеры треугольника ABC пропорционально току короткого замыкания, можно убедиться в том, что в указанных пределах характеристика короткого замыкания будет действительно линейна.

Свойства синхронного генератора в известной мере характеризуются током короткого замыкания $I_{к.х}$, который соответствует МДС возбуждения F_{fmx}, т. е. МДС, при которой напряжение в режиме холостого хода номинально. Отношение тока короткого замыкания $I_{к.х}$, соответствующего МДС F_{fmx}, к номинальному току называется отношением короткого замыкания син-

---

* Предполагается, что $X_{*\sigma}$ не зависит от тока в обмотке якоря.

хронной машины (ОКЗ):

$$\text{ОКЗ} = \frac{I_{\text{к. х}}}{I_{\text{н}}} = I_{*\text{кх}}. \tag{57-4}$$

Отношение короткого замыкания можно выразить через продольное индуктивное сопротивление якоря, рис. 57-4 и (57-3):

$$\text{ОКЗ} = \frac{E_{fx}}{X_d I_{\text{н}}} \approx \frac{(1{,}06 \div 1{,}15)\, U_{\text{н}}}{X_d I_{\text{н}}} = \frac{1{,}06 \div 1{,}15}{X_{*d}}, \tag{57-5}$$

где X_d — продольное индуктивное сопротивление якоря (без учета насыщения) в относительных единицах; коэффициент 1,06 соответствует явнополюсным, 1,15 — неявнополюсным машинам, обладающим нормальными характеристиками холостого хода.

Установившийся ток короткого замыкания $I_{\text{к. н}}$ при номинальном возбуждении $F_{fm\text{н}}$ в 1,5—3,0 раза превосходит ток при возбуждении $F_{fm\text{х}}$:

$$I_{*\text{к. н}} = I_{*\text{к. х}} \frac{F_{fm\text{н}}}{F_{fm\text{х}}} = I_{*\text{к. х}} F_{*f\text{н}}. \tag{57-6}$$

57-5. НАГРУЗОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Нагрузочной характеристикой называется зависимость напряжения на выводах генератора от тока возбуждения $U = f(I_f)$ *при постоянных токе якоря, угловой скорости и угле нагрузки* ($I = \text{const}$, $\Omega = \text{const}$, $\varphi = \text{const}$). Нагрузочные характеристики показывают, как изменяется напряжение на выводах генератора при варьировании тока возбуждения, если ток якоря поддерживается постоянным по амплитуде ($I = \text{const}$) и фазе ($\varphi = \text{const}$) за счет регулирования сопротивления нагрузки $Z_{\text{н}}$. Частным случаем нагрузочной характеристики является характеристика холостого хода, которая может рассматриваться как нагрузочная характеристика, $U = E_f = f(I_f)$, снятая при токе якоря, равном нулю ($I = 0$, $Z_{\text{н}} = \infty$). Из числа других нагрузочных характеристик практически используется только индукционная нагрузочная характеристика, под которой понимается нагрузочная характеристика при индуктивной нагрузке ($\varphi = 90°$).

Для определения точки индукционной нагрузочной характеристики явнополюсной машины при напряжении U нужно найти МДС возбуждения F_{fm} в режиме, заданном через U, I, $\varphi = 90°$. Это может быть сделано с учетом насыщения графически с помощью диаграммы напряжений и характеристик намагничивания или характеристики холостого хода, как показано на рис. 57-6 (гл. 55).

При индуктивной нагрузке

$$X_{\text{н}} = Z_{\text{н}} \sin\varphi = Z_{\text{н}};$$

$$R_{\text{н}} = Z_{\text{н}} \cos\varphi = 0;$$

косинус угла β по (55-15)

$$\cos\beta = \frac{R}{\sqrt{(X_н + X_q)^2 + R^2}} \approx 0; \text{ угол } \beta = 90°$$

и ток якоря имеет только продольную составляющую:

$$I_d = I\sin\beta = I; \quad I_q = I\cos\beta = 0.$$

Поэтому при построении можно считать $I = I_d$; $I_q = 0$; $I_{qm} = 0$; $E_{rd} = E_r = U + X_\sigma I$. Наиболее точно построение осуществляется по рис. 55-8 с помощью характеристик намагничивания

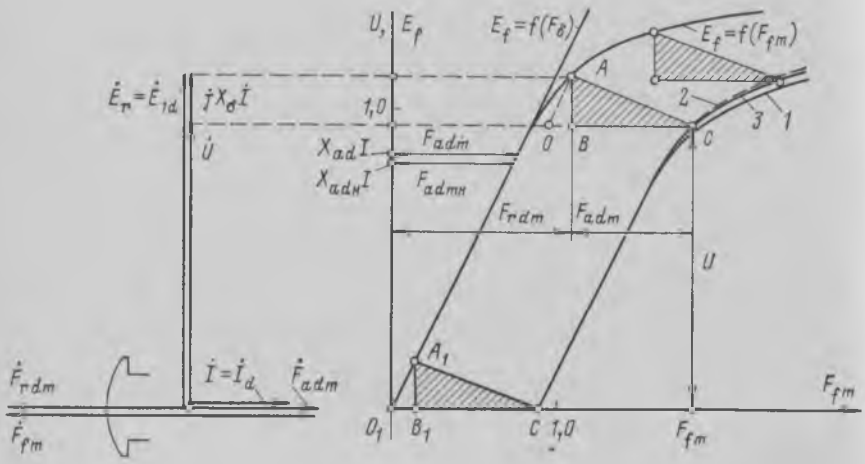


Рис. 57-6. Построение индукционной нагрузочной характеристики для явнополюсной машины ($X_d = 1{,}0$; $X_\delta = 0{,}16$; $I = I_н = 1{,}0$).

1 — с учетом изменения потока рассеяния при нагрузке; *2* — без учета изменения потока рассеяния при нагрузке; *3* — без учета влияния насыщения на МДС F_{adm} (с помощью треугольника короткого замыкания).

(рис. 53-8), в котором учитывается изменение потока рассеяния при нагрузке и МДС возбуждения, определяется по формуле

$$F_{fm} = F_{1rd} + F_{admн} + F_2,$$

где F_{1rd} — МДС, соответствующая $E_{rd} = E_r$ по характеристике $E_f = f(F_1)$;

$F_{admн}$ — МДС, найденная с учетом насыщения и соответствующая ЭДС $X_{adн}I = \xi_d X_{ad}I$ по характеристике $E_f = f(F_\delta)$; $\xi_d = f(E_r)$ (по рис. 55-10);

F_2 — магнитное напряжение ротора по характеристике $\Phi_2 = f(F_2)$.

Таким образом построена нагрузочная характеристика *1* на рис. 57-6. Построение нагрузочной характеристики *2* на рис. 57-6 осуществлено по рис. 55-9 с помощью характеристики холостого хода по рис. 53-8. В нем не учитывается изменение потока рассея-

ния при нагрузке и МДС возбуждения определяется по формуле

$$F_{fm} = F_{rdm} + F_{admн},$$

где F_{rdm} — МДС, соответствующая $E_{rd} = E_r$ по характеристике $E_f = f(F_{fm})$.

Построение нагрузочной характеристики *3* сделано также по рис. 55-9 с помощью характеристики холостого хода, но в нем не учитывается изменение потока рассеяния при нагрузке и влияние насыщения на МДС F_{adm}. Это позволяет определить МДС возбуждения по формуле

$$F_{fm} = F_{rdm} + F_{adm},$$

где F_{adm} — МДС, найденная без учета влияния насыщения (при $\xi_d = 1{,}0$) и соответствующая ЭДС $X_{ad}I$ по характеристике $E_f = f(F_\delta)$.

На рис. 57-6 приведено подробно наиболее простое построение нагрузочной характеристики *3*. При допущениях, использованных для этого построения, МДС $F_{adн}$ при заданном токе $I = \text{const}$ также постоянна ($F_{adm} = \text{const}$) и такая же, как при установившемся коротком замыкании с током $I_к = I$, когда магнитная цепь машины не насыщена (см. выше в этом же параграфе). Это позволяет воспользоваться для построения характеристики *3* треугольником короткого замыкания (ΔABC), катет которого AB равен $X_\sigma I$, катет BC — F_{adm}. Из построения на рис. 57-6 вытекает, что точка C нагрузочной характеристики *3* при напряжении U может быть получена с помощью треугольника короткого замыкания, если совместить его катет BC с линией $U = \text{const}$ и его вершину A с характеристикой холостого хода. При перемещении вершины A по характеристике холостого хода вершина C изобразит нагрузочную характеристику $U = f(F_{fm})$ или $U = f(I_f)$. При $U = 0$, когда треугольник займет положение $A_1B_1C_1$, вершина C_1 укажет МДС возбуждения в режиме короткого замыкания с током $I = I_к$.

При $U < 0{,}7$ характеристика *3* совпадает с характеристиками *2* и *1*, построенными при более обоснованных допущениях. При больших напряжениях характеристика *3* заметно отличается от характеристики *1*, практически совпадающей с экспериментальной нагрузочной характеристикой.

Полученные опытным путем характеристики холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ и нагрузочная характеристика (при индуктивной нагрузке) $U = f(F_{fm})$ могут быть использованы для определения индуктивного сопротивления рассеяния. Для этого достаточно выбрать на нелинейной части характеристики $U = f(F_{fm})$ точку C, отложить отрезок $OC = O_1C_1$, как показано на рис. 57-6, и провести через точку O линию, параллельную начальной части характеристики холостого хода. Точка A пересечения этой линии с характеристикой холостого хода определит катет AB треугольника в масштабе напряжений. Тогда индуктивное сопротивление рассеяния

обмотки якоря $X_\sigma = AB/I$, где I — ток, при котором снята нагрузочная характеристика.

Ошибка в определении X_σ указанным способом соответствует расхождению между кривыми *3* и *1* (найденное значение X_σ несколько больше действительного).

57-6. УСЛОВИЯ САМОВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ НА ЕМКОСТНУЮ НАГРУЗКУ

Рассматривая регулировочные характеристики синхронного генератора при $\dot{U} = \text{const}$, мы видели, что при уменьшении сопротивления емкостной нагрузки, приводящем к увеличению тока якоря I, ток возбуждения постепенно падает и при некотором сопротивлении X_C вообще исчезает, хотя напряжение на выводах якоря сохраняется равным U. В неявнополюсной ненасыщенной машине это наблюдается при емкостном сопротивлении X_C, равном индуктивному сопротивлению якоря X_1. В этом случае при $R + R_н = 0$ имеет место резонанс напряжений и ЭДС E_f по (55-8) обращается в нуль:

$$E_f = I\sqrt{(X_1 - X_C)^2} = 0.$$

Поле в таком режиме возбуждается продольным намагничивающим током в обмотке якоря, и возбуждения со стороны ротора не требуется ($I_f = 0$).

Если включить невозбужденную синхронную машину с вращающимся ротором на емкостное сопротивление $X_C = X_1$, то произойдет ее самовозбуждение. Небольшая ЭДС, всегда имеющаяся на выводах якоря из-за остаточной намагниченности полюсов, вызывает в обмотке якоря намагничивающий ток. Ток увеличивает поле. Поле индуктирует большую ЭДС. Это приводит к еще большему увеличению тока и т. д. В результате возникшего переходного процесса (рис. 57-7) напряжение, постепенно увеличиваясь, достигает некоторого установившегося значения с амплитудой $\sqrt{2}U$, которое соответствует началу насыщения магнитной цепи и связанному с ним небольшому уменьшению сопротивления X_1.

В явнополюсной машине при емкостной нагрузке ($X_н = -X_C$; $R + R_н = 0$) ток получается продольным (55-15):

$$I_d = I\,|\sin\beta| = I; \quad I_q = I\cos\beta = 0; \quad \sin\beta = \frac{X_q - X_C}{\sqrt{(X_q - X_C)^2}} = \pm 1.$$

При $X_C \geqslant X_q$ он носит намагничивающий характер, так как $\sin\beta = -1$; $\beta = -\pi/2$, а при $X_C = X_1 = X_d$, как вытекает из (55-19), ЭДС $E_f = I\sqrt{(X_1 - X_C)^2}$ обращается в нуль и появляется возможность возникновения самовозбуждения. Можно показать, что самовозбуждение возможно и при емкостном сопротивлении X_C, отличающемся от X_d, если X_C находится в пределах

$$X_d \geqslant X_C \geqslant X_q. \qquad (57\text{-}7)$$

Напряжение U и ток I якоря, которые устанавливаются после завершения процесса самовозбуждения при $X_{\text{н}} = -X_C$, могут быть найдены графически с помощью диаграммы и характеристики холостого хода насыщенной явнополюсной машины по (55-32) и рис. 55-9. Это сделано на рис. 57-8 исходя из того, что в установившемся режиме поле взаимной индукции образуется только продольной МДС якоря F_{dm}, МДС возбуждения $F_{fm} = 0$, и, следовательно, результирующая МДС по продольной оси F_{rdm} не отличается от МДС F_{adm}, $F_{rdm} = F_{adm}$, соответственно и результирующая продольная ЭДС E_{rd} образуется только продольным током якоря

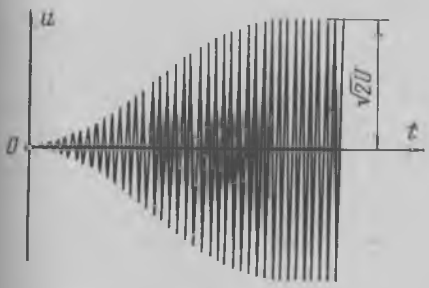


Рис. 57-7. Изменение напряжения при самовозбуждении синхронного генератора.

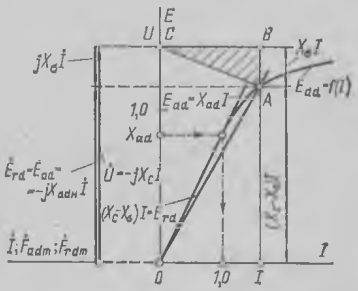


Рис. 57-8. Определение напряжения якоря при самовозбуждении синхронной машины, включенной на емкостную нагрузку.

и не отличается от ЭДС E_{ad}, $E_{rd} = E_{ad}$. Как видно из диаграммы рис. 57-8 (55-32), результирующая ЭДС

$$\dot{E}_r = \dot{E}_{rd} + \dot{E}_{aq} = \dot{E}_{rd} = \dot{U} + jX_\sigma \dot{I} = -j(X_C - X_\sigma)\dot{I}$$

при заданных X_C и X_σ пропорциональна току якоря, $E_{rd} = (X_C - X_\sigma) I$. Электродвижущая сила E_{ad}, индуктированная продольным полем якоря, может быть найдена с помощью характеристики холостого хода $E_f = f(F_{fm})$ по МДС

$$F_{adm} = \xi_d k_{ad} F_{dm} \approx k_{ad} \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{\omega_1 k_{o1}}{p} I,$$

пропорциональной току I (коэффициент ξ_d с достаточной точностью можно считать равным 1). Поэтому зависимость $E_{ad} = f(I)$, показанная на рис. 57-8, представляет собой характеристику холостого хода, перестроенную в функции от тока якоря, которым заменяется МДС $F_{fm} = F_{adm}$. При номинальном токе якоря $I_{\text{н}} = 1{,}0$ ЭДС E_{ad} без учета насыщения равна в относительных единицах $E_{ad} = X_{ad} I = X_{ad}$. Поэтому, как изображено на рис. 57-8, ЭДС $E_f = E_{ad} = X_{ad}$ соответствует по характеристике холостого хода номинальный ток якоря $I_{\text{н}} = 1{,}0$. Таким образом, режиму, устанавливающемуся после самовозбуждения, соответствует точка A пересечения характеристик $E_{rd} = (X_C - X_\sigma) I$ и $E_{ad} = f(I)$, в которой

$E_{rd} = E_{ad}$. При этом устанавливается напряжение $U = E_{rd} + X_\sigma I$, которое указывается вершиной C треугольника короткого замыкания ABC, катет BC которого выражен в масштабе тока якоря. Выразив ЭДС E_{ad} в точке A через ток и насыщенное индуктивное сопротивление по продольной оси $E_{ad} = X_{ad\,н} I$, где $X_{ad\,н} < X_{ad}$, можно заметить, что

$$E_{ad} + X_\sigma I = X_C I;$$
$$X_{ad\,н} + X_\sigma = X_C;$$
$$X_{d\,н} = X_C.$$

Это означает, что в установившемся состоянии имеет место резонанс напряжений, возникший вследствие насыщения магнитной цепи. Линейная часть характеристики $E_{ad} = f(I)$ выражается уравнением $E_{ad} = X_{ad} I$. Поэтому характеристики $E_{rd} = (X_C - X_\sigma) I$ и $E_{ad} = f(I)$ пересекаются в точке A только в случае $X_{ad} \geqslant X_C - X_\sigma$ или $X_d \geqslant X_C$, что совпадает с (57-7). При $X_d < X_C$ характеристики E_{rd} и E_{ad} пересекаются только в точке O, где $I = 0$, $U = 0$, и самовозбуждение не возникает.

Напряжение U, устанавливающееся после самовозбуждения, возрастает с уменьшением X_C, если $X_C \geqslant X_q$.

Самовозбуждение синхронных генераторов при включении на емкостную нагрузку осложняет эксплуатацию электрических систем и приводит к нарушению электрической прочности изоляции в самом генераторе и в питаемых им устройствах. Практически самовозбуждение может возникать при включении генератора через трансформатор на разомкнутую линию передачи достаточной длины, сопротивление которой носит емкостный характер $X_н = -X_C$. При проектировании электрической станции и линии передачи всегда заботятся о том, чтобы продольное индуктивное сопротивление генератора X_d было меньше, чем емкостное сопротивление разомкнутой линии передачи с учетом трансформатора X_C, т. е.

$$X_d < X_C,$$

чтобы возможность самовозбуждения генератора при подъеме напряжения на линии была исключена. Самовозбуждение может возникнуть и при активно-емкостной нагрузке с сопротивлением $Z_н = R_н - jX_C$, если полное активное сопротивление цепи якоря $R_\Sigma = R + R_н$ достаточно мало. Для того чтобы выяснить, насколько велико может быть это активное сопротивление, обратимся к уравнениям и диаграмме ненасыщенной явнополюсной машины (55-14), рис. 57-9. Диаграмма ненасыщенной явнополюсной машины, самовозбудившейся при включении на активно-емкостное сопротивление $Z_н = R_н - jX_C$, показана на рис. 57-9. Предполагается, что $R = 0$, $X_d > X_C > X_q$. Очевидно, что в результате самовозбуждения установится режим с напряжением $\dot{U} = (R_н - jX_C)\dot{I}$ только в том случае, если ток якоря $\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q$ образует достаточную

по амплитуде и направлению ЭДС $\dot{E}_a = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} = -jX_{ad}\dot{I}_d - -jX_{aq}\dot{I}_q$, которая будет равна требуемой ЭДС взаимной индукции

$$\dot{E}_r = \dot{U} + jX_\sigma \dot{I} = [R_н - j(X_C - X_\sigma)]\,\dot{I},$$

т. е. при условии $\dot{E}_a = \dot{E}_r$. Воспользовавшись (55-15) и определив

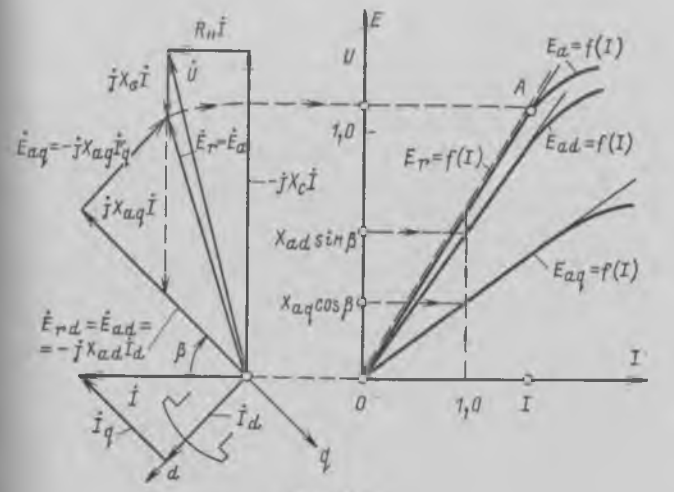


Рис. 57-9.

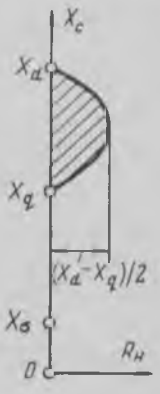


Рис. 57-10.

Рис. 57-9. К определению условий самовозбуждения при активно-емкостной нагрузке.

Рис. 57-10. Условия возникновения емкостного самовозбуждения (заштрихована область параметров X_C и $R_н$, при которых самовозбуждение возможно).

$\cos\beta$ и $\sin\beta$ по заданным сопротивлениям:

$$\cos\beta = \frac{R_н}{\sqrt{(X_C - X_q)^2 + R_н^2}};$$

$$\sin\beta = \frac{X_q - X_C}{\sqrt{(X_C - X_q)^2 + R_н^2}} < 0,$$

можно записать условие $\dot{E}_r = \dot{E}_a$ в скалярной форме как $E_r = E_a$, где

$$E_r = I\sqrt{(X_C - X_\sigma)^2 + R_н^2};$$

$$E_a = \sqrt{E_{ad}^2 + E_{aq}^2} = I\sqrt{X_{ad}^2 \sin^2\beta + X_{aq}^2\cos^2\beta}$$

или

$$(X_C - X_\sigma)^2 + R_н^2 = \frac{X_{ad}^2(X_C - X_q)^2 + X_{aq}^2 R_н^2}{(X_C - X_q)^2 + R_н^2}.$$

Решая последнее уравнение относительно $R_н$, найдем, что самовозбуждение может произойти при

$$R_н = \sqrt{(X_d - X_C)(X_C - X_q)}. \qquad (57\text{-}8)$$

Из анализа (57-8) следует, что при $X_C = X_d$ или $X_C = X_q$ самовозбуждение происходит только при чисто емкостной нагрузке, т. е. при $R_н = 0$. При $X_C > X_d$ и $X_C < X_q$ не существует действительного активного сопротивления, при котором может произойти самовозбуждение. При $X_C = (X_d + X_q)/2$ самовозбуждение происходит при наибольшем активном сопротивлении, равном $R_н = (X_d - X_q)/2$.

Зависимость $R_н = f(X_C)$ показана на рис. 57-10. Напряжения, которые устанавливаются при значениях $R_н$ и X_C, лежащих на кривой $R_н = f(X_C)$, могут быть найдены графически. При каждом сочетании $R_н$ и X_C, которому соответствует определенное β, кривые $E_a = f(I) = \sqrt{E_{ad}^2 + E_{aq}^2}$ и $E_r = f(I)$ совпадают на всем протяжении линейной части кривой E_a (рис. 57-9). Поэтому в результате самовозбуждения устанавливаются ЭДС E_a и E_r в точке A, соответствующей началу насыщения кривой E_a. Очевидно, что при $X_d > X_C > X_q$ самовозбуждение возможно не только при $R_н$ по (57-8), но и при $R_н = 0$ и при любых $R_н \leqslant \sqrt{(X_d - X_C)(X_C - X_q)}$, т. е. при $R_н$, лежащих в заштрихованной области на рис. 57-10. Напряжение, которое устанавливается при самовозбуждении с такими $R_н$, лежит в диапазоне между напряжением, найденным по рис. 57-8 при $R_н = 0$, и напряжением по рис. 57-9 при $R_н = f(X_C)$.

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ВОСЬМАЯ

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННЫХ МАШИН

58-1. ОСОБЕННОСТИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Преобразование механической энергии в электрическую осуществляется главным образом с помощью синхронных генераторов. Около 85% энергии производится турбогенераторами, установленными на тепловых электростанциях (ТЭС), около 15% — гидрогенераторами, установленными на гидроэлектростанциях (ГЭС), несколько процентов — турбогенераторами, установленными на атомных электростанциях (АЭС).

Подавляющая часть энергии вырабатывается синхронными генераторами, включенными параллельно и питающими общую нагрузку.

Схема трехфазной электрической системы, объединяющей параллельно включенные синхронные генераторы и параллельно включенные нагрузки, показана в однолинейном изображении на рис. 58-1. Система включает ряд электростанций ($ЭС_1$, $ЭС_2$ ...), на каждой из которых установлено по несколько генераторов. Трехфазные обмотки статоров генераторов станции ($Г_1$, $Г_2$, $Г_3$, $Г_4$ ...) присоединены параллельно к общим шинам. Для параллельного объединения удаленных друг от друга станций используются линии передачи и трехфазные трансформаторы, позволяющие изменять уровень

напряжения. От этих же линий передачи или их ответвлений питаются параллельно включенные в систему нагрузки (H_1, H_2, H_3 ...).

К числу основных потребителей электрической энергии относятся различные двигатели переменного тока, нагревательные и осветительные установки, а также преобразовательные установки, питающие системы постоянного тока. Все потребители включаются параллельно и представляют собой в сумме активно-индуктивные сопротивления, включенные в отдельные узлы электрической системы. Благодаря тому, что параллельно включенные в систему генераторы связаны друг с другом электрически или через трансформаторы, их напряжения изменяются с одной и той же частотой

$$f_1 = f_2 = f_3 = f_4 = \ldots = f.$$

При этом электрические угловые скорости их роторов также одинаковы

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_3 = \omega_4 = \ldots$$
$$\ldots = \omega = 2\pi f,$$

а реальные угловые скорости обратно пропорциональны числу периодов этих генераторов

$$\Omega_1 = \frac{\omega}{p_1};\ \Omega_2 = \frac{\omega}{p_2};\ \Omega_3 = \frac{\omega}{p_3} \ldots$$

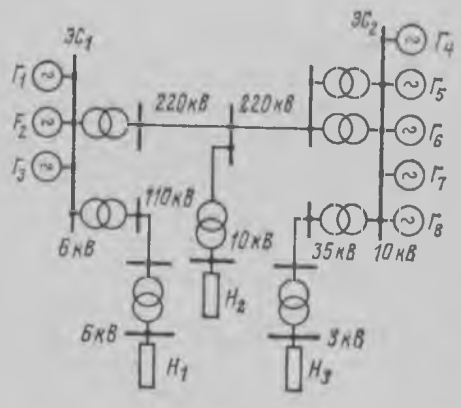


Рис. 58-1. Принципиальная схема электрической системы.

Поэтому говорят, что параллельно включенные генераторы работают синхронно друг с другом или находятся в синхронизме, а включение на параллельную работу называют синхронизацией (см. гл. 59).

В СССР имеется несколько десятков энергетических систем. Некоторые из них объединяют несколько сотен крупных генераторов с суммарной мощностью, достигающей 10 млн. кВт и более. Большинство систем соединено между собой и образует крупные объединенные энергетические системы. Такие же большие энергетические системы имеются в других промышленно развитых странах, причем всюду имеется тенденция к укрупнению действующих систем. Объединение большого количества генераторов и потребителей в общую электрическую систему, размещающуюся на обширной территории, значительно выгоднее, чем выделение отдельных генераторов для питания автономных групп потребителей.

При параллельном включении генераторов на электрической станции энергия может быть трансформирована с помощью общих трансформаторов и передана к потребителям по общим линиям передачи. Значительно повышается надежность работы станции и открывается возможность проведения ремонта генераторов без

отключения потребителей, поскольку при аварийном выходе из строя одного из генераторов или при проведении плановых ремонтных работ на одном из генераторов электрическая энергия производится другими машинами. Еще больший экономический эффект дает включение в систему ряда электрических станций, использующих различные источники энергии (ТЭС, ГЭС, АЭС). При этом общая мощность установленных на станциях генераторов может быть заметно уменьшена за счет появившейся возможности перераспределения мощности между электрическими станциями в связи с суточными, недельными, месячными и годовыми изменениями в потреблении электрической энергии в условиях преобразования различных видов энергии.

Эксплуатация энергетических систем, включающих большое число электрических станций и трансформаторных подстанций, линий передач и потребителей, очень сложна. При любых колебаниях нагрузки у потребителей в системе должны поддерживаться номинальная частота и необходимые условия напряжения. Управление системой производится централизованно. По командам центрального диспетчерского управления производятся включение отдельных генераторов в систему и их отключение, уменьшение или увеличение активной и реактивной мощности работающих генераторов. Таким образом, объектами управления являются отдельные синхронные генераторы, работающие параллельно с системой, и одной из основных задач курса электрических машин является изучение отдельной синхронной машины, работающей параллельно с электрической системой.

При достаточно большой мощности электрической системы по сравнению с мощностью рассматриваемой машины мощность системы может считаться бесконечно большой. Это означает, что при любых изменениях режима работы включенной в систему синхронной машины (сопровождающихся изменениями тока якоря и развиваемой ею мощности) частота f_c и амплитуда U_c — напряжения системы на ее выводах, поддерживаемые всеми остальными генераторами системы, остаются постоянными, $U_c = \text{const}$, $f_c = \text{const}$. Наоборот, при регулировании частоты f_c или напряжения системы U_c за счет воздействия на остальные генераторы системы влияние данного генератора может не учитываться, а изменение режима его работы оценивается по заданному изменению напряжения системы на его выводах.

58-2. УСЛОВИЯ ВКЛЮЧЕНИЯ НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ

Схема включения трехфазного синхронного генератора $Г$ на параллельную работу с системой показана на рис. 58-2. Для упрощения система представлена одним эквивалентным однопериодным синхронным генератором бесконечно большой мощности $Г_c$, питающим нагрузку $Н_c$, генератор $Г$ представлен его однопериодной моделью. Зададимся положительным направлением напряжения

$\dot{U}_c$ контура генератор — система от начала A_c к концу X_c его фазы. За положительное направление напряжений, ЭДС и тока в контуре A_c, X_c, X, A, образованном одноименными фазами генераторов Γ_c и Γ, примем направление обхода контура, совпадающее с $\dot{U}_c$, которое показано на рисунке стрелкой. Тогда ЭДС $\dot{E}_f$ (или напряжение $\dot{U}$) генератора Γ будут положительны, если они направлены от X к A, как показано на рис. 58-2. При разомкнутом выключателе K генератор Γ работает в режиме холостого хода, и между фазными контактами выключателя действует ЭДС

$$\Delta\dot{E} = \dot{E}_f + \dot{U}_c, \tag{58-1}$$

которая зависит от ЭДС $\dot{E}_f$ и ее фазы по отношению к напряжению $\dot{U}_c$, характеризуемой углом α на рис. 58-3. Если перед включением

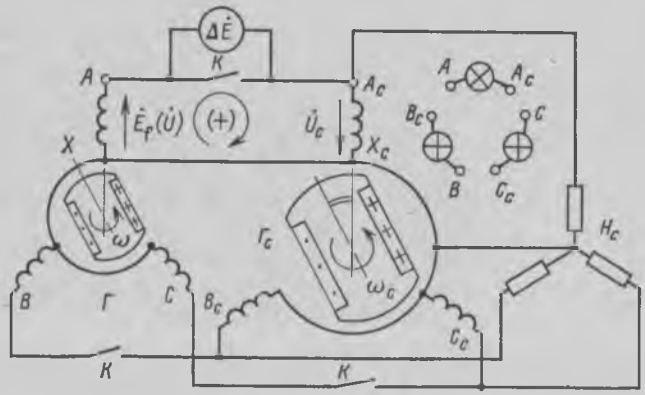


Рис. 58-2. Схема включения синхронного генератора на параллельную работу с системой $\Gamma_c + H$.

угловая скорость Ω и ток возбуждения I_f генератора Γ подобраны таким образом, что

$$\omega = 2\pi f = \frac{\Omega}{p} = \omega_c = 2\pi f_c,$$

$E_f = U_н$, т. е. частота f и ЭДС E_f генератора совпадают соответственно с частотой f_c и напряжением U_c системы, то ЭДС ΔE на контактах выключателя может быть определена по формуле

$$\Delta E = 2U_c \left|\cos\frac{\alpha}{2}\right|.$$

При изменении угла α действующая ЭДС ΔE может принимать любые значения в диапазоне $0 - 2U_c$ (рис. 58-3).

Включение генератора Γ в систему проходит наиболее благоприятно, если оно производится при $\alpha = \pi$, когда $\Delta\dot{E} = 0$ и $\dot{E}_f = -\dot{U}_c$. В этом случае переходные токи в обмотке якоря не появляются; после включения генератора на параллельную работу с системой ток якоря остается равным нулю и генератор продол-

жает работать в режиме холостого хода ($I = 0$). Описанный способ включения генератора на параллельную работу с системой называется точной синхронизацией (подробнее о нем и других способах синхронизации см. гл. 59).

Посмотрим теперь, что произойдет, если условия точной синхронизации, т. е.

$$f = f_c, \quad E_f = U_c, \quad \dot{E}_f = -\dot{U}_c, \quad \alpha = \pi, \tag{58-2}$$

в отношении угла α полностью не выдержаны.

Ток I, который установится в обмотке якоря, можно найти без учета насыщения магнитной цепи и явнополюсности с помощью уравнения напряжений (55-2) и схемы замещения по рис. 55-1, перечерченной для условий параллельной работы на рис. 58-4.

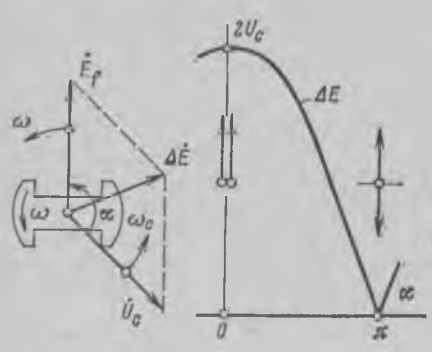


Рис. 58-3. Условия точной синхронизации.

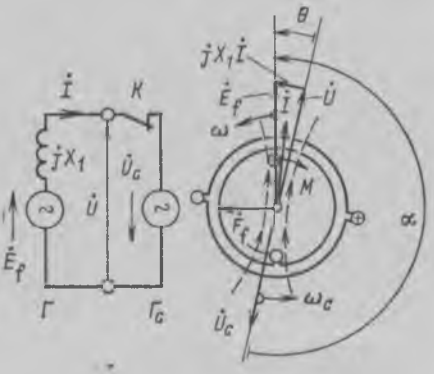


Рис. 58-4. Возникновение синхронизирующего момента.

Ток I ограничивается индуктивным сопротивлением X_1 обмотки якоря и отстает от результирующей ЭДС $\Delta\dot{E} = \dot{E}_f + \dot{U}_c$, действующей в контуре генератор — система, на угол $\pi/2$:

$$\dot{I} = \frac{\Delta\dot{E}}{jX_1} = \frac{\dot{E}_f + \dot{U}_c}{jX_1}. \tag{58-3}$$

Индуктируемая этим током ЭДС ($-jX_1\dot{I}$) изменяет напряжение на выводах генератора. Вместо напряжения E_f появляется напряжение

$$\dot{U} = \dot{E}_f - jX_1\dot{I} = -\dot{U}_c. \tag{58-4}$$

Таким образом, появление тока I уравнивает напряжения генератора и системы ($U = U_c$) и делает напряжение генератора направленным в противоположную сторону по отношению к напряжению системы. Диаграмма напряжений при угле α, немного большем π, построена на рис. 58-4. Кроме угла α, на ней показан угол θ между $\dot{U}$ и $\dot{E}_f$, который связан с углом α соотношением $\theta = \alpha - \pi$. Угол θ считается положительным, если $\dot{E}_f$ опережает $\dot{U}$. При небольших положительных углах θ, т. е. при $\pi > \theta > 0$,

ток I по (58-3) практически совпадает по направлению с ЭДС E_f. Его модуль

$$I = \frac{|\dot{E}_f + \dot{U}_c|}{X_1} \approx \frac{2E_f \sin \theta/2}{X_1} \approx \frac{E_f}{X_1}\theta$$

пропорционален углу θ. Линии магнитного поля тока I показаны на рис. 58-4 пунктиром.

В результате взаимодействия поля тока I с током I_f в обмотке возбуждения ротора, образующим МДС F_f, на ротор действует электромагнитный момент M, направленный против вращения. Поскольку внешний момент $M_в$ уравновешивается моментом трения и моментом, соответствующим магнитным потерям, электромагнитный момент M оказывается неуравновешенным и под его действием ротор замедляется с ускорением

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{|M|}{J}.$$

Электрическая угловая скорость ротора $\omega = \Omega p$ становится меньше ω_c, что приводит к уменьшению угла θ, тока I, момента M и восстановлению режима холостого хода. При $\theta < 0$ фаза тока изменяется на противоположную, момент изменяет свой знак, угловая скорость ротора увеличивается и снова устанавливается режим холостого хода при $\theta = 0$, $I = 0$ и $M = 0$. При всяком отклонении от синхронного движения (нарушении равенства $\omega = \omega_c$) также появляется рассогласование комплексов $\dot{E}_f$ и $\dot{U}$ (или $\dot{U}_c$), угол θ перестает быть равным нулю и появляется момент M, восстанавливающий синхронное движение. Это дает основание называть электромагнитный момент M при параллельной работе синхронизирующим моментом.

Этот момент поддерживает синхронное движение ротора после включения на параллельную работу. Как мы увидим, за счет этого момента обеспечивается синхронное движение ротора и при параллельной работе в нагрузочных режимах.

58-3. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАГРУЗКИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА, ВКЛЮЧЕННОГО В СИСТЕМУ

Условия работы синхронного генератора в электрической системе зависят от его мощности S по сравнению с полной мощностью $(S + S_c)$ всех параллельно включенных генераторов, питающих общую нагрузку (S_c — мощность остальных генераторов системы). Чем больше относительная мощность синхронного генератора $S_* = S/(S + S_c)$, тем сильнее влияет изменение режима его работы на частоту f_c и напряжение системы U_c. Схемы присоединения генератора к нагрузке при двух предельных относительных значениях его мощности показаны на рис. 58-5, 58-6.

На рис. 58-5 рассматриваемый синхронный генератор является единственным генератором системы ($S_c = 0$), и его относительная

мощность $S_* = S/S = 1$. В этом случае он автономно включен на нагрузку $Z_н = R_н + jX_н$ и частота $f = p\Omega/2\pi$, а также напряжение U (при данном сопротивлении нагрузки) целиком определяются

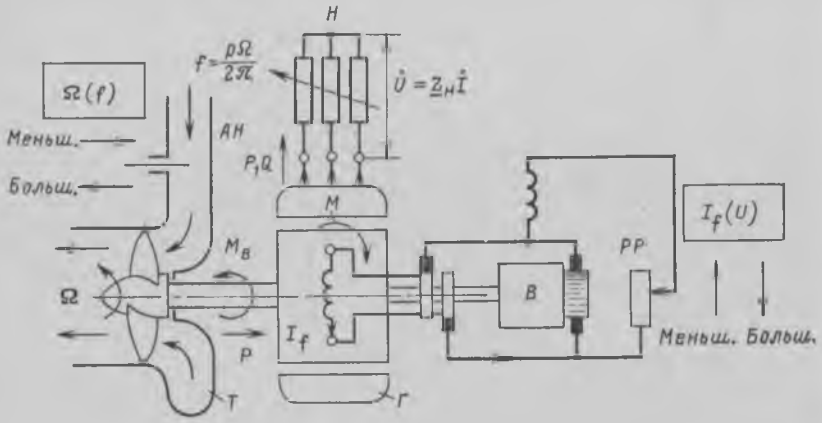


Рис. 58-5. Регулирование гидроагрегата при работе на автономную нагрузку.

Т — гидравлическая турбина; *Г* — генератор; *В* — возбудитель; *РР* — регулировочный реостат системы возбуждения; *АН* — направляющий аппарат турбины; *Н* — нагрузка.

мощностью приводного двигателя (турбины), зависящей от открытия направляющего аппарата AH, и током возбуждения, зависящим от сопротивления регулировочного реостата PP.

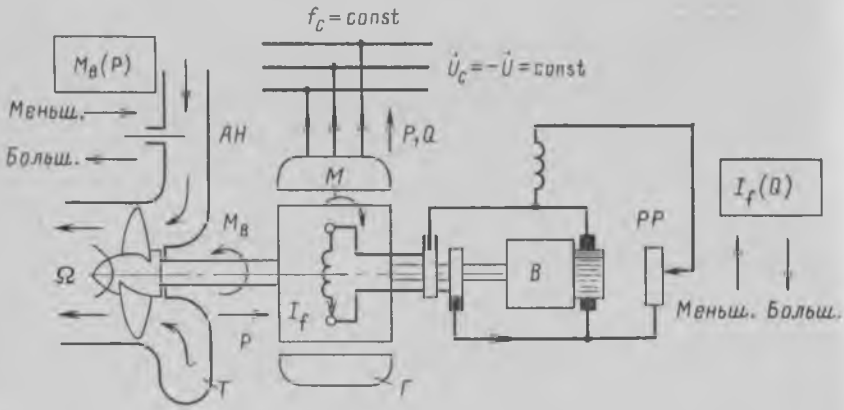


Рис. 58-6. Регулирование нагрузки гидроагрегата при параллельной работе с электрической системой.

С — шины электрической системы, остальные обозначения по рис. 58-5.

На рис. 58-6 относительная мощность рассматриваемого генератора весьма мала по сравнению с бесконечно большой мощностью остальных генераторов системы, и изменение режима работы гене-

ратора не влияет на частоту и напряжение системы ($f_c = \text{const}$, $U_c = \text{const}$). Угловая скорость его ротора во всех синхронных режимах работы сохраняется одной и той же:

$$\Omega = \frac{2\pi f_c}{p}.$$

В этом случае воздействие на органы регулирования агрегата приводит к изменению активной и реактивной мощности, отдаваемой в систему. Увеличение открытия направляющего аппарата AH, сопровождающееся возрастанием вращающего момента двигателя $M_в$, увеличивает активную мощность синхронной машины $P = M_в\Omega$, а также активную составляющую тока якоря $I_a = P/3U_c$. Увеличение тока возбуждения I_f сопровождается увеличением реактивной составляющей тока якоря I_r и реактивной мощности, отдаваемой в систему, $Q = 3U_cI_r$.

В промежуточных случаях, когда относительная мощность генератора $0 < S_* < 1$, в результате воздействия на органы регулирования турбины AH и генератора PP изменяются одновременно не только активная и реактивная мощности P и Q, но и частота f_c и напряжение U_c системы.

58-4. АКТИВНАЯ И РЕАКТИВНАЯ МОЩНОСТИ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ, ВКЛЮЧЕННОЙ В СИСТЕМУ $U_c = \text{const}$

Проанализируем более детально, от чего зависят активная P и реактивная Q мощности явнополюсной синхронной машины, включенной в систему бесконечно большой мощности при $f_c = \text{const}$ и $U_c = \text{const}$.

Эти мощности зависят от тока I и фазы тока по отношению к напряжению генератора $\dot{U} = -\dot{U}_c$,

$$\begin{aligned} P &= m_1UI\cos\varphi; \\ Q &= m_1UI\sin\varphi. \end{aligned} \qquad (58\text{-}5)$$

Однако ток якоря $\dot{I}$ зависит в свою очередь от тока возбуждения I_f и от пространственного положения ротора машины по отношению к напряжению сети U_c, которое характеризуется углом θ между комплексом $\dot{U}_c$ и направлением поперечной оси q.

В ненасыщенной синхронной машине ток якоря $\dot{I}$ определяется напряжением $\dot{U} = -\dot{U}_c$ и ЭДС возбуждения $\dot{E}_f$ и их взаимной ориентацией; угол между ними равен θ (ЭДС возбуждения совпадает с отрицательным направлением поперечной оси). При холостом ходе угол $\theta = 0$. При воздействии на ротор внешнего момента $M_в$ устанавливается такой угол θ, при котором электромагнитный момент M уравновешивает момент $M_в$. Поэтому исследование процессов при параллельной работе существенно облегчается, если представить активную и реактивную мощности в функции напряжения U =

$= U_c$, ЭДС возбуждения E_f и угла θ между ними:

$$P = f(U,\ E_f,\ \theta);$$
$$Q = f(U, E_f,\ \theta).$$

Займемся сначала активной мощностью. Заметив, что $\varphi = \beta - \theta$, представим P по (58-5) в функции угла θ, продольного I_d и поперечного I_q токов:

$$P = m_1 UI \cos(\beta - \theta) = m_1 U (I_q \cos\theta + I_d \sin\theta). \qquad (58\text{-}6)$$

Для выражения продольного и поперечного токов I_d и I_q через U, E_f и θ воспользуемся диаграммой ненасыщенной явнополюсной синхронной машины, включенной в сеть с напряжением $\dot{U}_c = -\dot{U} = \text{const}$, по рис. 58-7. Диаграмму построим для режима генератора с током, отстающим от напряжения на угол $\varphi < \pi/2$. Принимая за положительные направления вдоль осей d и q направления токов I_d и I_q в этом режиме, составим уравнения для проекций напряжения U на указанные направления:

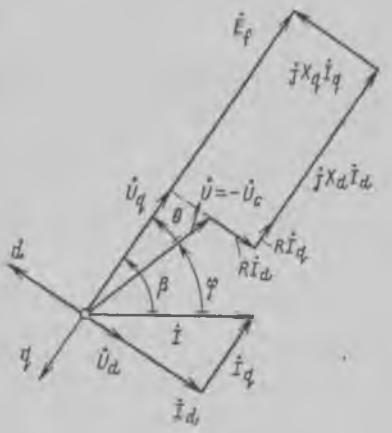


Рис. 58-7. Выражение активной и реактивной мощностей через U, E_f и угол θ.

$$U \sin\theta = X_q I_q - R I_d;$$
$$U \cos\theta = E_f - X_d I_d - R I_q.$$

Решая эти уравнения совместно, найдем:

$$I_q = \frac{U\,[\varepsilon R + (X_d \sin\theta - R\cos\theta)]}{X_d X_q + R^2}; \qquad (58\text{-}7)$$

$$I_d = \frac{U\,[\varepsilon X_q - (X_q \cos\theta + R \sin\theta)]}{X_d X_q + R^2}, \qquad (58\text{-}8)$$

где $\varepsilon = E_f/U$ — коэффициент возбужденности.

Подставляя (58-7) и (58-8) в (58-6), получаем общее выражение для активной мощности

$$P = P' + P'', \qquad (58\text{-}9)$$

в котором

$$P' = \frac{m_1 U^2 \varepsilon\,(X_q \sin\theta + R\cos\theta)}{(X_d X_q + R^2)};$$

$$P'' = \frac{m_1 U^2 (X_d - X_q)}{2(X_d X_q + R^2)} \sin 2\theta.$$

Составляющая P'' связана с взаимодействием явнополюсного невозбужденного ротора с токами, появляющимися в обмотке якоря под действием напряжения U. Эти токи определяются по (58-7) и (58-8) при $\varepsilon = 0$.

Активную мощность P'' развивала бы за счет явнополюсности ($X_d \neq X_q$) синхронная машина, включенная в сеть с напряжением U при данном угле θ, если бы она не была возбуждена ($\varepsilon = 0$), так как в этом случае $P' = 0$.

Составляющая P' связана с появлением возбуждения, характеризуемого коэффициентом ε. Она представляет собой ту мощность, которая будет дополнительно генерироваться в сеть с напряжением U при появлении возбуждения с заданным ε.

В неявнополюсной машине, имеющей $X_d = X_q = X_1$, составляющая P'' отсутствует. Отметим, что необходимость в учете активного сопротивления R возникает только при расчете микромашин, в которых это сопротивление играет заметную роль.

В крупных синхронных машинах, обладающих пренебрежимо малым активным сопротивлением обмотки якоря ($R < X_q < X_d$), можно положить $R = 0$. Тогда

$$P = P' + P'' = P_{\text{эм}} = \text{М}\Omega, \tag{58-10}$$

где

$$P' = \frac{m_1 U^2 \varepsilon \sin\theta}{X_d};$$

$$P'' = \frac{m_1 U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\theta \text{ в явнополюсной машине}$$

$$P = P' = \frac{m_1 U^2 \varepsilon \sin\theta}{X_1} \text{ в неявнополюсной машине.}$$

Приняв за базисную мощность $S_{\text{н}}$, можно записать формулы для активной мощности в относительных единицах. Например, при $R = 0$

$$P_* = \frac{U_* E_{*f} \sin\theta}{X_{*d}} + \frac{U_*^2}{2}\left(\frac{1}{X_{*q}} - \frac{1}{X_{*d}}\right)\sin 2\theta.$$

Реактивная мощность по (58-5) выражается аналогично. Имея в виду, что $\varphi = \beta - \theta$, ее также следует представить в функции угла θ, продольного I_d и поперечного I_q токов

$$Q = m_1 U I \sin(\beta - \theta) = m_1 U (I_d \cos\theta - I_q \sin\theta),$$

а затем, используя (58-7) и (58-8), записать в удобной для исследования параллельной работы форме

$$Q = \frac{m_1 U^2}{X_d X_q + R^2}[\varepsilon (X_q \cos\theta - R\sin\theta) - X_q \cos^2\theta - X_d \sin^2\theta]. \tag{58-11}$$

Если $R = 0$, то запись отдельных составляющих реактивной мощности упрощается:

$$Q = Q_d + Q_q, \tag{58-12}$$

где

$$Q_d = Q'_d + Q''_d = m_1 I_d (U \cos \theta);$$

$$Q'_d = \frac{m_1 E_f}{X_d} U \cos \theta; \quad Q''_d = -\frac{m_1 (U \cos \theta)^2}{X_d};$$

$$Q_q = -m_1 I_q (U \sin \theta) = -\frac{m_1 (U \sin \theta)^2}{X_q}.$$

Продольная реактивная мощность Q_d соответствует продольному току

$$I_d = \frac{E_f - U \cos \theta}{X_d}$$

и поперечной составляющей напряжения $U_q = U \cos \theta$. Продольная реактивная мощность складывается из двух частей:

1) реактивной мощности

$$Q''_d = m_1 \left(-\frac{U \cos \theta}{X_d} \right) U \cos \theta < 0,$$

которая потребляется невозбужденной синхронной машиной для образования продольного поля якоря при напряжении $U_q = U \cos \theta$ и продольном токе

$$I_{d\,(U)} = -\frac{U \cos \theta}{X_d},$$

опережающем напряжение $\dot{U}_q$ на угол $\pi/2$;

2) реактивной мощности

$$Q'_d = m_1 \frac{E_f}{X_d} U \cos \theta > 0,$$

которая появляется при возбуждении за счет дополнительного продольного тока $I_{d\,(к)} = E_f / X_d$, равного току короткого замыкания при ЭДС $\dot{E}_f$ и отстающего от напряжения $\dot{U}_q$ (а также от ЭДС $\dot{E}_f$) на угол $\pi/2$.

Поперечная реактивная мощность Q_q потребляется машиной для образования поперечного поля при напряжении $U_d = U \sin \theta$ и поперечном токе $I_q = -(U \sin \theta)/X_q$, опережающем напряжение $\dot{U}_d$ на угол $\pi/2$.

Продольная реактивная мощность Q_d положительна при таком возбуждении, когда $E_f - U \cos \theta > 0$, $\beta > 0$ и ток I_d отстает на угол $\pi/2$ от напряжения $U_q = U \cos \theta$; наоборот, при таком возбуждении, когда $E_f - U \cos \theta < 0$, $\beta < 0$ и ток I_d опережает напряжение U_q на угол $\pi/2$, продольная реактивная мощность отрицательна.

Поперечная реактивная мощность всегда отрицательна, $Q_q < 0$. В относительных единицах формула для реактивной мощности при $R = 0$ записывается следующим образом:

$$Q_* = \frac{U_* E_{*f} \cos \theta}{X_{*d}} - \frac{(U_* \cos \theta)^2}{X_{*d}} - \frac{(U_* \sin \theta)^2}{X_{*q}}.$$

58-5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ МОЩНОСТЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ, ВКЛЮЧЕННОЙ В СИСТЕМУ $U_c = \text{const}$

Электромагнитная мощность $P_{эм}$ и электромагнитный момент в явнополюсной синхронной машине могут быть по (56-13) представлены в виде суммы двух составляющих, $M = M_{af} + M_{aa}$;

$$P_{эм} = M\Omega = P_{af} + P_{aa}, \tag{58-13}$$

где $P_{af} = \Omega M_{af}$; $P_{aa} = \Omega M_{aa}$.

Природа этих составляющих разъяснена в § 56-2. Момент M_{af} связан с взаимодействием тока якоря с полем возбуждения; момент M_{aa} действует на явнополюсный невозбужденный ротор в поле, образованном током якоря. Пользуясь (56-13), (54-35) и (54-37), а также (58-7) и (58-8), выразим составляющие электромагнитной мощности P_{af} и P_{aa} через E_f, U и θ:

$$P_{af} = M_{af}\Omega = m_1 E_f I_q = \frac{m_1 U^2 \varepsilon}{(X_d X_q + R^2)} [\varepsilon R + (X_d \sin\theta - R\cos\theta)]; \tag{58-14}$$

$$P_{aa} = M_{aa}\Omega = -m_1 I^2 R_a = m_1 I^2 \frac{X_q - X_d}{2} \sin 2\beta = m_1 (X_q - X_d) I_d I_q =$$

$$= \frac{m_1 U^2 (X_q - X_d)}{(X_d X_q + R^2)^2} [\varepsilon X_q - (X_q \cos\theta + R\sin\theta)] \times$$

$$\times [\varepsilon R + (X_d \sin\theta - R\cos\theta)]. \tag{58-15}$$

В этих формулах обе электромагнитные мощности P_{af} и P_{aa} зависят от коэффициента возбужденности $\varepsilon = E_f/U$. При исследовании параллельной работы удобнее представить электромагнитную мощность и электромагнитный момент в виде сумм составляющих, одна из которых (M' или $P'_{эм} = \Omega M'$) зависит от ε, а вторая (M'' или $P''_{эм} = \Omega M''$) не зависит. Тогда

$$P_{эм} = P_{af} + P_{aa} = P'_{эм} + P''_{эм}, \tag{58-16}$$

где

$$P''_{эм} = \Omega M'' = P_{aa\,(\varepsilon=0)} = \frac{m_1 U^2 (X_d - X_q)}{(X_d X_q + R^2)^2} (X_d \sin\theta - R\cos\theta) \times$$

$$\times (X_q \cos\theta + R\sin\theta); \tag{58-17}$$

$$P'_{эм} = \Omega M' = P_{af} + P_{aa} - P_{aa\,(\varepsilon=0)} = \frac{m_1 U^2 \varepsilon}{(X_d X_q + R^2)^2} \times$$

$$\times [(X_q^2 X_d + 2R^2 X_d - X_q R^2)\sin\theta + R(X_q X_d - 2X_q^2 - R^2)\cos\theta +$$

$$+ \varepsilon R (X_q^2 - R^2)]. \tag{58-18}$$

В этом уравнении $M'' = P''_{эм}/\Omega$ — *электромагнитный момент, который развивала бы за счет явнополюсности невозбужденная синхронная машина, включенная в сеть с напряжением $U = U_c$ при угле θ, соответствующем возбужденному состоянию. Соответственно M' — дополнительный электромагнитный момент, появляющийся при возбуждении машины.*

В случае возможности пренебрежения активным сопротивлением обмотки (т. е. при $R = 0$) электромагнитная мощность не отличается от активной мощности по (58-10), а ее составляющие от соответствующих составляющих активной мощности

$$P_{эм} = P; \quad P'_{эм} = P'; \quad P''_{эм} = P''.$$

58-6. РЕГУЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ПРИ $U = \text{const}$ И $I_f = \text{const}$. УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Активная мощность, развиваемая синхронной машиной, включенной на систему, определяется внешним вращающим моментом M_1, приложенным к валу машины, и его направлением. В установившемся режиме (при синхронной частоте вращения ротора) внешний момент всегда уравновешен равным ему электромагнитным моментом $M = f(U, E_f, \theta)$ по (58-13) или (58-16), $M = M_в$ и активная мощность равна $P = M\Omega$.

Если при регулировании активной мощности P и электромагнитного момента M ток возбуждения остается неизменным, $I_f = \text{const}$, то (без учета насыщения) $E_f = \text{const}$ и из числа величин, определяющих режим при параллельной работе, изменяется только угол θ.

Зависимости $P = f(\theta)$, $M = f(\theta)$ при $U_c = \text{const}$, $f_c = \text{const}$, $I_f = \text{const}$ (в ненасыщенной машине $E_f = \text{const}$) называются соответственно угловыми характеристиками активной мощности и электромагнитного момента.

Угловая характеристика активной мощности синхронной машины ($R = 0$, без учета насыщения) $P = f(\theta)$ приведена на рис. 58-8. В другом масштабе она является одновременно угловой характеристикой электромагнитного момента $M = f(\theta)$. Характеристика строится с помощью (58-10), одна из составляющих которого с амплитудой

$$P' = \frac{m_1 U E_f}{X_d} = \text{const}$$

изменяется пропорционально $\sin\theta$, вторая — с амплитудой

$$P'' = \frac{m_1 U^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) = \text{const}$$

пропорционально $\sin 2\theta$. Вторая составляющая имеется только в явнополюсной машине, т. е. при $X_d \neq X_q$. Первая составляющая имеется только в возбужденной машине при $E_f \neq 0$. В явнополюсной машине первая составляющая играет тем большую роль, чем больше отношение ее амплитуды к амплитуде второй составляющей:

$$n = \frac{P'}{P''} = \frac{2E_f X_q}{U(X_d - X_q)}. \qquad (58\text{-}19)$$

Полная активная мощность равна сумме двух упомянутых составляющих:

$$P = P' \sin\theta + P'' \sin 2\theta. \qquad (58\text{-}20)$$

Взяв производную по θ и приравняв ее нулю,

$$\frac{dP}{d\theta} = P' \cos\theta + 2P'' \cos 2\theta = 0,$$

можно найти, что мощность будет экстремальна при

$$\theta_m = \pm \arccos \frac{\sqrt{n^2+32} - n}{8}, \qquad (58\text{-}21)$$

где $n = P'/P''$ — отношение амплитуд составляющих мощности по (58-19).

При $\theta_m > 0$ мощность достигает наибольшего возможного значения в режиме генератора $P_m > 0$;

при угле $\theta_m < 0$ — наибольшего возможного значения в режиме двигателя $P_m < 0$.

Максимальная (предельная) мощность синхронной машины

$$P_m = P' \sin\theta_m + P'' \sin 2\theta_m = \\ = P' \sin\theta_m (1 + 2n \cos\theta_m). \qquad (58\text{-}22)$$

В неявнополюсной машине $n = \infty$, $\cos\theta_m = 0$, $\theta_m = \pi/2$, $\sin\theta_m = 1$ и

$$P_m = P' = \frac{m_1 E_f U}{X_d}. \qquad (58\text{-}23)$$

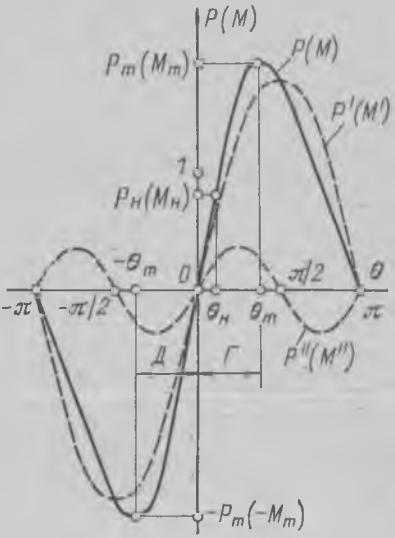


Рис. 58-8. Угловые характеристики активной мощности (электромагнитного вращающего момента) явнополюсной синхронной машины ($U_н = 1{,}0$; $E_{fн} = 1{,}77$; $X_d = 1{,}0$; $X_q = 0{,}6$; $P_н = \cos\varphi_н = 0{,}8$).

В явнополюсной машине при номинальном возбуждении $I_{fн}$ максимальная мощность P_m на несколько процентов больше мощности P'. Из (58-23) видно, что максимальная мощность возрастает с увеличением тока возбуждения I_f и с уменьшением индуктивного сопротивления обмотки якоря X_d (см. § 54-5). Поэтому размеры синхронной машины при проектировании всегда выбираются таким образом, чтобы максимальная мощность была существенно больше номинальной активной мощности

$$P_н = S_н \cos\varphi_н = m_1 U_н (\cos\varphi_н) I_н$$

и генератор в случае необходимости мог бы быть перегружен.

Статическая перегружаемость синхронного генератора (т. е. предельно возможная кратность перегрузки при весьма медленном

увеличении внешнего момента) определяется как отношение максимальной мощности $P_{m\text{н}}$ при $U = U_\text{н}$ и $I_f = I_{f\text{н}}$ к номинальной мощности:

$$k_\text{п} = P_{m\text{н}}/P_\text{н}.$$

В неявнополюсном генераторе точно, а в явнополюсном приближенно статическая перегружаемость рассчитывается по формуле

$$k_\text{п} = \frac{P_{m\text{н}}}{P_\text{н}} = \frac{P^*_\text{н}}{P^*_\text{н}} = \frac{E_{*f\text{н}}}{X_{*d}\cos\varphi_\text{н}}, \qquad (58\text{-}24)$$

где $E_{*f\text{н}} = E_{f\text{н}}/U_\text{н}$, X_{*d} — ЭДС и индуктивное сопротивление в относительных единицах.

Согласно ГОСТ 533-76 статическая перегружаемость турбогенераторов должна быть не менее 1,7. Максимальный вращающий момент синхронной машины пропорционален максимальной мощности

$$M_m = \frac{m_1 E_f U}{\Omega X_d} = \frac{P_m}{\Omega}. \qquad (58\text{-}25)$$

При номинальном возбуждении максимальный момент

$$M_{m\text{н}} = \frac{m_1 U_\text{н} E_{f\text{н}}}{\Omega X_d}. \qquad (58\text{-}26)$$

Для синхронных двигателей вводится понятие кратности максимального момента (аналогичное статической перегружаемости)

$$\frac{M_{m\text{н}}}{M_\text{н}} = \frac{P_{m\text{н}}}{P_\text{н}} = \frac{E_{*f\text{н}}}{X_{*d}\cos\varphi_\text{н}}.$$

Согласно ГОСТ 183-74 кратность максимального момента синхронных двигателей с коэффициентом мощности 0,9 должна быть не менее 1,65.

58-7. УСЛОВИЯ УСТОЙЧИВОСТИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Угол θ зависит только от внешнего момента $M_\text{в}$ (рис. 58-8). Как видно из рис. 58-9, внешний момент $M_\text{в}$ может быть уравновешен электромагнитным моментом M при двух углах θ ($\theta = \theta_1$ и $\theta = \theta_2$), которые соответствуют точкам пересечения прямой $M_\text{в} = \text{const}$ с угловой характеристикой электромагнитного момента $M = f(\theta)$ на одном периоде (в пределах углов $-\pi < \theta < \pi$). На рис. 58-9 показана часть характеристики при $0 < \theta < \pi$, соответствующая генераторному режиму.

С первого взгляда может показаться, что режимы в точках *1* и *2* равноценны. Однако, несмотря на то, что моменты M и активные мощности $P = M\Omega = m_1 U (I\cos\varphi)$ в этих режимах одинаковы, между ними имеются существенные различия. Из-за различия в углах θ (см. диаграммы на рис. 58-9) токи I в точках *1* и *2*, показанные пунктиром, отличаются и по модулю и по фазе и одинаковы лишь их

проекции на напряжение $I \cos \varphi$. И, что наиболее важно, последствия отклонения углов от их значений в точках *1* и *2* прямо противоположны: при увеличении угла θ_1 на $\Delta\theta > 0$ наблюдается увеличение электромагнитного момента ($\Delta M > 0$); наоборот, при увеличении угла θ_2 на $\Delta\theta > 0$ наблюдается уменьшение электромагнитного момента ($\Delta M < 0$). Как видно из диаграмм, увеличение угла θ в точке *1* приводит к увеличению активной составляющей тока; в точке *2* — к уменьшению (ЭДС E_f и токи I при углах θ_1 и θ_2 показаны пунктиром; при углах $\theta + \Delta\theta$ — сплошными линиями).

Вследствие этих различий *режим работы в точке 1 оказывается устойчивым, т. е. способным к самовосстановлению при случайных отклонениях характеризующих его параметров, а в точке 2— неустойчивым (т. е. неспособным к самовосстановлению)*.

Покажем, что режим в точке *1* устойчив. Предположим, что под воздействием случайных причин угол θ_1 увеличился на $\Delta\theta > 0$, а внешний момент $M_в$, напряжение U и частота f_c напряжения и ток возбуждения I_f остались неизменными. Тогда электромагнитный момент сделается равным $M + \Delta M$, где

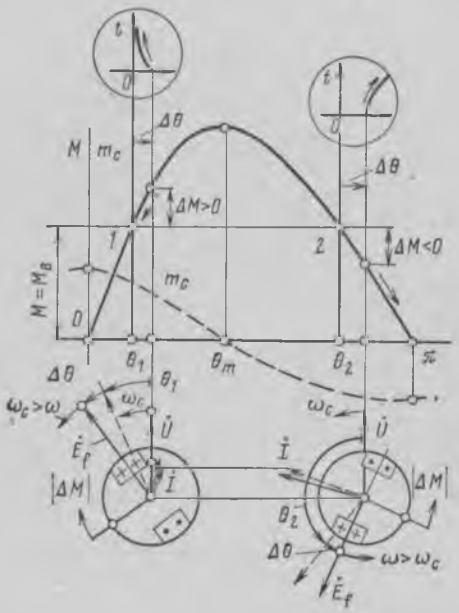


Рис. 58-9. Условия устойчивости при параллельной работе.

$\Delta M = \frac{\partial M}{\partial \theta} \Delta\theta$ — приращение момента (в точке *1* при $\Delta\theta > 0$ приращение $\Delta M > 0$). Равновесие моментов ($M = M_1$), имевшееся в установившемся режиме, нарушится, и, как следует из уравнения движения ротора,

$$M_в - (M + \Delta M) = J \frac{d\Omega}{dt};$$

$$-\Delta M = J \frac{d\Omega}{dt}, \qquad (58\text{-}27)$$

под действием избыточного момента ΔM, направленного в сторону, противоположную вращению, появится начальное ускорение

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{\Delta M}{J} < 0.$$

Угловая скорость ротора уменьшится:

$$\Omega = \Omega_c + \int_0^t \left(\frac{d\Omega}{dt}\right) dt < \Omega_c.$$

Соответственно уменьшится угловая скорость ротора в модели, по поперечной оси которого направлен комплекс ЭДС $\dot{E}_f$,

$$\omega < \omega_c.$$

Поскольку комплекс напряжения $\dot{U} = -\dot{U}_c$ вращается со скоростью ω_c, уменьшение угловой скорости комплекса $\dot{E}_f$ приведет к постепенному уменьшению угла $\theta = \theta_1 + \Delta\theta$, которое будет продолжаться до тех пор, пока угол θ не сделается снова равным θ_1 и не установится прежний синхронный режим в точке *1* (график самовосстановления угла θ в функции времени t показан на рис. 58-9). Если угол $\theta = \theta_1$ в точке *1* случайно уменьшится, $\Delta\theta < 0$, то $\Delta M < 0$ и в соответствии с (58-27) $d\Omega/dt > 0$. Это означает, что угловая скорость ротора модели и ЭДС $\dot{E}_f$ увеличатся, и угол $\theta = \theta_1 - |\Delta\theta|$ будет нарастать до тех пор, пока он не сделается снова равным θ_1. Таким образом, режим в точке *1* и в других точках угловой характеристики в интервале углов $0 < \theta < \theta_m$ будет устойчив.

Наоборот, режим в точке *2* и в других точках угловой характеристики в интервале углов $\theta_m < \theta < \pi$ будет неустойчив. Убедимся в этом, рассмотрев поведение генератора при случайном увеличении угла θ_2 на $\Delta\theta > 0$. При этом $\Delta M = \frac{\partial M}{\partial\theta}\Delta\theta < 0$ $\left(\text{так как } \frac{\partial M}{\partial\theta} < 0\right)$ и в соответствии с (58-27) $\frac{d\Omega}{dt} > 0$. Это означает, что угловая скорость ротора модели и ЭДС $\dot{E}_f$ увеличатся, угол $\theta = \theta_2 + \Delta\theta$ будет нарастать, все более отличаясь от угла θ_2 в исходном режиме (график изменения угла θ в функции времени показан на рис. 58-9).

Из приведенного анализа вытекает, что режим будет устойчив, если при $\Delta\theta > 0$ возникает замедление ротора, т. е. $\Delta\Omega/dt < 0$, а при $\Delta\theta < 0$ — ускорение ротора, т. е. $d\Omega/dt > 0$.

Выражая в (58-27) приращение электромагнитного момента ΔM через случайное приращение угла $\Delta\theta$,

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{\Delta M}{J} = -\left(\frac{\partial M}{\partial\theta}\right)\frac{\Delta\theta}{J},$$

замечаем, что знаки $d\Omega/dt$ и $\Delta\theta$ будут противоположны, а режим устойчив в точках угловой характеристики, где производная момента по углу положительна, $m_c = \partial M/\partial\theta > 0$, и, наоборот, режим неустойчив в точках, где $m_c = \partial M/\partial\theta < 0$.

Производная электромагнитного момента M по углу θ (в условиях угловой характеристики, т. е. при $U_c = \text{const}$, $\omega_c = \text{const}$, $I_f = \text{const}$ или $E_f = \text{const}$) называется удельным синхронизирующим моментом. Обращаясь к (58-10) и взяв

частную производную по θ, находим удельный синхронизирующий момент

$$m_c = \frac{\partial M}{\partial \theta} = \frac{\partial P}{\Omega\, \partial \theta} = \frac{m_1 U E_f}{\Omega X_d} \cos\theta + m_1 U^2 \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\theta. \quad (58\text{-}28)$$

Соответствующая удельная синхронизирующая мощность определяется по формуле

$$p_c = \frac{\partial P}{\partial \theta} = \Omega m_c. \quad (58\text{-}29)$$

Зависимость удельного синхронизирующего момента m_c от угла θ для режима генератора показана на рис. 58-9. Видно, что $m_c > 0$ и режим устойчив при $0 < \theta < \theta_m$ и, наоборот, $m_c < 0$ и режим неустойчив при $\theta_m < \theta < \pi$. Длительная работа возможна в режиме генератора только на участке характеристики от $\theta = 0$ до $\theta = \theta_m$. Чем больше синхронизирующий момент, тем устойчивее режим, тем труднее вывести машину из синхронизма. Наиболее устойчивым режимом является режим холостого хода, когда $m_c = m_{c\,max}$. По мере увеличения момента или активной мощности синхронизирующий момент уменьшается; при $M = M_{max}$ и $P = P_{max}$ имеем $m_c = 0$, и способность машины к самовосстановлению синхронного режима исчезает.

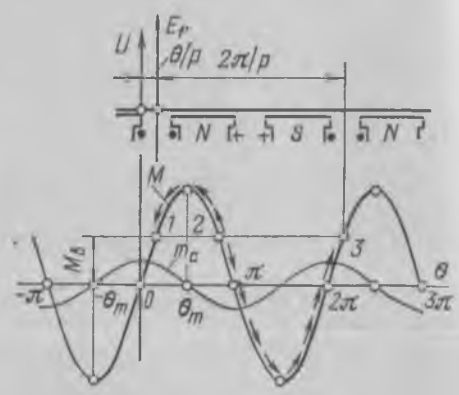


Рис. 58-10. Области устойчивой работы на угловой характеристике электромагнитного момента.

Угловая характеристика момента синхронной машины представляет собой периодическую кривую, на которой могут быть выделены области устойчивых ($m_c > 0$) и неустойчивых ($m_c < 0$) генераторных и двигательных режимов (рис. 58-10). Период угловой характеристики $\theta = 2\pi$ соответствует пространственному повороту ротора (относительно напряжения статора) на угол $2\pi/p$.

Работа в режиме генератора устойчива при углах $0 < \theta < \theta_m$, а также при углах $\theta \pm 2\pi k$, где k — целое число, работа в режиме двигателя устойчива при углах $-\theta_m < \theta < 0$, а также при углах $\theta \pm 2\pi k$.

Как мы уже убедились, длительная работа в неустойчивой области характеристики, например в точке *2*, невозможна. При малейшем случайном уменьшении угла угол θ уменьшается до тех пор (за счет замедления ротора), пока не устанавливается режим в точке *1*; наоборот, при случайном увеличении угла в точке *2* угол θ увеличивается до тех пор (за счет ускорения ротора), пока

не устанавливается режим в точке *3*. Причем θ_3 отличается от θ_1 на угол 2π, чему соответствует проворот ротора относительно напряжения на угол $2\pi/p$ (или на два полюса, см. рис. 58-10).

Регулирование активной мощности машины производится путем изменения внешнего момента $M_в$, приложенного к валу машины. При $M_в = 0$ машина работает на холостом ходу при $\theta = 0$ и $M = f(\theta) = 0$. При увеличении момента $M_в$, направленного в сторону вращения ротора, нарушается равновесие моментов ($M_в > M = 0$), появляется (58-27) положительное ускорение, угловая скорость ротора Ω превосходит синхронную угловую скорость $\Omega_с$, комплекс ЭДС $\dot{E}_f$ вращается быстрее, чем комплекс напряжения $\dot{U}$ ($\omega > \omega_с$), угол θ начинает увеличиваться и нарастает до тех пор, пока не установится синхронный генераторный режим при таком угле $\theta > 0$, при котором электромагнитный момент $M = f(\theta)$ на рис. 58-8 сделается равным внешнему моменту $M_в$. При отрицательном внешнем моменте $M_в < 0$ установится отрицательный угол $\theta < 0$, при котором $M_в = M = f(\theta)$, и машина перейдет в двигательный режим. Таким образом, регулирование активной мощности в условиях угловой характеристики сопровождается изменением угла θ.

58-8. УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

Угловой характеристикой реактивной мощности называется зависимость $Q = f(\theta)$, *полученная при* $U_с = \text{const}$, $f_с = \text{const}$, $I_f = \text{const}$ (*в ненасыщенной машине при* $E_f = \text{const}$), т. е. при тех же условиях, что и угловая характеристика активной мощности.

Угловая характеристика $Q = f(\theta)$ приведена на рис. 58-11. Характеристика охватывает диапазон устойчивой параллельной работы. Кроме полной реактивной мощности Q, на рисунке представлены ее отдельные составляющие Q'_d, Q''_d и Q_q, смысл которых разъяснен выше.

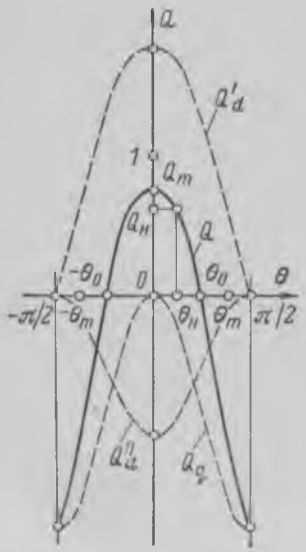


Рис. 58-11. Угловая характеристика реактивной мощности синхронной машины ($U_н = 1{,}0$; $E_{fн} = 1{,}77$; $X_d = 1{,}0$; $X_q = 0{,}6$; $P_н = \cos\varphi_н = 0{,}8$).

Угол θ является функцией внешнего момента $M_в$. Рассматривая совместно угловую характеристику электромагнитного момента или активной мощности на рис. 58-8 и угловую характеристику реактивной мощности на рис. 58-11, можно судить о том, как изменяется реактивная мощность при регулировании активной мощности.

При холостом ходе угол $\theta = 0$ и реактивная мощность достигает макси-

мума Q_m (на рис. 58-8 и 58-11 ток возбуждения и напряжение номинальные),

$$Q_{(\theta=0)} = Q_m = Q_d' + Q_d'' + Q_q = \frac{m_1 U (E_f - U)}{X_d}.$$

Если $E_f > U$, мощность $Q_m > 0$, т. е. отдается в систему; если $E_f < U$, то она потребляется из системы. При номинальном возбуждении, $I_f = I_{fн}$ или $E_f = E_{fн}$ и номинальном напряжении $U_н$ ЭДС $E_{fн} > U_н$ и максимальная мощность всегда положительна:

$$Q_m = \frac{m_1 U_н (E_{fн} - U_н)}{X_d} > 0.$$

В относительных единицах, как на рис. 58-11,

$$Q_{*m} = \frac{Q_m}{S_н} = \frac{U_* (E_{*f} - U_*)}{X_{*d}}.$$

При увеличении внешнего момента $M_в$ машина генерирует в систему (при $M_в > 0$) или потребляет из системы (при $M_в < 0$) активную мощность. Положительным мощностям $P > 0$ соответствуют положительные углы $\theta > 0$; отрицательным мощностям $P < 0$ соответствуют отрицательные углы $\theta < 0$. Как видно из рис. 58-8 и 58-11, увеличение активной нагрузки и угла θ приводит к уменьшению реактивной мощности. При этом снижение реактивной мощности зависит только от абсолютных значений активной мощности и угла θ и происходит в генераторном и двигательном режимах одинаковым образом:

$$Q(\theta) = Q(-\theta); \quad P(Q) = -P(-\theta).$$

В номинальном режиме, когда активная мощность $P = P_н$, $\cos \varphi_н = 0{,}8$ и угол $\theta = \theta_н$, машина развивает реактивную мощность $Q_н = \sin \varphi_н = 0{,}6$. При углах θ_0 ($-\theta_0$) реактивная мощность становится равной нулю; при дальнейшем увеличении активной нагрузки (по абсолютному значению) она делается отрицательной и потребляется из системы.

58-9. РЕГУЛИРОВАНИЕ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ. U-ОБРАЗНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Регулирование реактивной мощности Q при постоянной активной мощности $P = \text{const}$ производится путем изменения тока возбуждения I_f. Для увеличения реактивной мощности при $U_с = \text{const}$ нужно увеличить ток возбуждения; для уменьшения реактивной мощности — уменьшить ток возбуждения. Чтобы убедиться в справедливости этого утверждения, рассмотрим физическую картину явлений, которые произойдут, например, после уменьшения тока возбуждения.

Предположим, что в исходном режиме машина работала генератором в точке *1* угловой характеристики с моментом $M = M_в$ и

током возбуждения $I_f = I_{f1}$ при угле $\theta = \theta_1$ (рис. 58-12). При уменьшении тока возбуждения до $I_{f3} < I_{f1}$ и ЭДС до $E_{f3} < E_{f1}$ угловые характеристики момента и реактивной мощности сделаются иными, а угол θ благодаря инерционности движения ротора сначала сохранится. Электромагнитный момент M, действующий на ротор, уменьшится на ΔM до значения в точке *2* угловой характеристики при $I_f = I_{f3}$. На ротор начнет действовать неуравновешенный момент $M_в - [M - |\Delta M|] = |\Delta M|$, ускоряющий его движение. Скорость вращения ротора ω превзойдет ω_c, скорость вращения

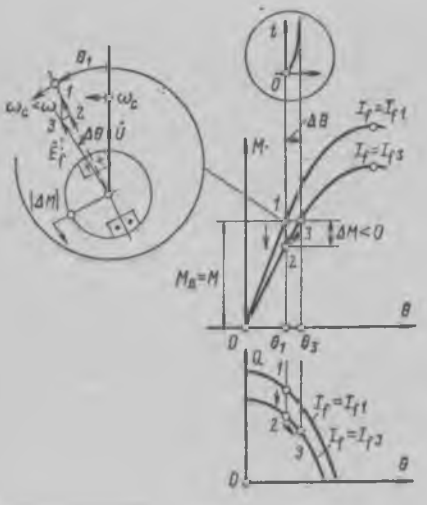


Рис. 58-12. Установление нового режима при уменьшении тока возбуждения ($M_в = \text{const}$).

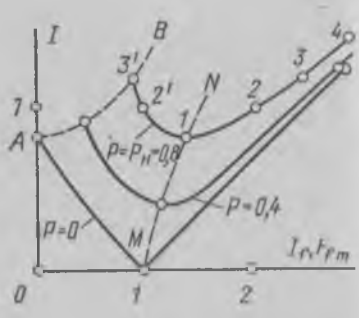


Рис. 58-13. U-образные характеристики синхронной машины ($X_d = X_q = 1{,}2$; $X_\sigma = 0{,}2$; $\cos\varphi_н = 0{,}8$).

комплекса $\dot{U}$, и угол θ будет возрастать до тех пор, пока, увеличившись на $\Delta\theta$, он не достигнет значения θ_3, при котором снова наступит равновесие моментов $M = M_в$ (график изменения угла θ в функции времени t показан на рисунке). При этом реактивная мощность в точке *3* угловой характеристики при $\theta = \theta_1 + \Delta\theta = \theta_3 > \theta_1$ и $I_{f3} < I_{f1}$ всегда меньше, чем в точке *1* при $\theta = \theta_1$ и $I_f = I_{f1}$ [угловая характеристика реактивной мощности при $I_{f3} < I_{f1}$, как следует из (58-12), проходит ниже характеристики при I_{f1}].

При регулировании реактивной мощности Q путем изменения тока возбуждения I_f и ЭДС E_f при постоянном напряжении $U_c = \text{const}$ и постоянном моменте $M_в = \text{const}$ активная составляющая тока, соответствующая заданному моменту, сохраняется постоянной:

$$I_a = I\cos\varphi = \frac{P}{m_1 U} = \frac{M\Omega}{m_1 U} = \text{const},$$

и ток якоря $\dot{I} = \dot{I}_a + \dot{I}_r$ изменяется только за счет изменения реактивной составляющей

$$I_r = I\sin\varphi = \frac{Q}{m_1 U} = \text{var}.$$

Для оценки изменения тока якоря при изменении тока возбуждения используются так называемые U-*образные характеристики, представляющие собой зависимость тока якоря от тока возбуждения,* $I = f(I_f)$, *при постоянной активной мощности* $P = \text{const}$ *и постоянном напряжении* $U_c = \text{const}$. Семейство таких характеристик, построенных при различных значениях активной мощности ($P = 0$; 0,4; 0,8), показано на рис. 58-13.

Построение U-образных характеристик производится с помощью векторных диаграмм, в которых должно быть учтено насыщение. На рис. 58-14 приведены векторные диаграммы, использованные для построения U-образной характеристики неявнополюсной машины на рис. 58-13 при $P_н = \cos\varphi_н = 0{,}8$ (в относительных единицах). На рисунке подробно показано построение диаграммы для точки *2* характеристики, в которой ток номинален: $I_a = I_{aн} = \cos\varphi_н = 0{,}8$; $I_r = I_{rн} = \sin\varphi_н = 0{,}6$. В других точках характеристики (*1*, *3*, *4*, *2′*, *3′*) активная составляющая тока остается такой же, $I_a = I_{aн}$, а реактивной составляющей I_r придается различное значение: в точке *1* реактивная составляющая $I_r = 0$; в точках *2*, *3*, *4* она отстает от напряжения машины U и считается положительной, $I_r = I\sin\varphi > 0$; в точках *2′*, *3′* она опережает напряжение и считается отрицательной, $I_r = I\sin\varphi < 0$. *Геометрическим местом тока якоря на комплексной плоскости является линия I, перпендикулярная напряжению.*

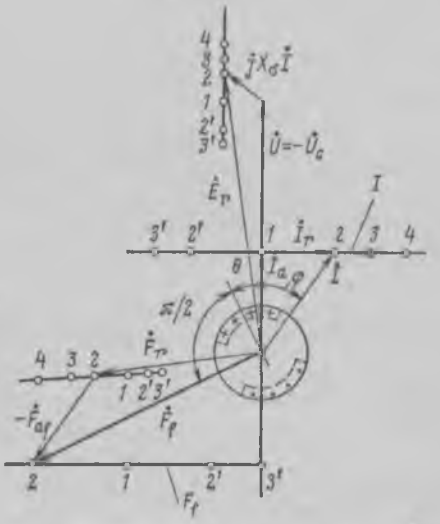


Рис. 58-14. К построению U-образной характеристики ($X_d = X_q = 1{,}2$; $X_\sigma = 0{,}2$; $\cos\varphi_н = 0{,}8$).

В результате построения определяются МДС возбуждения F_{fm} и ток возбуждения $I_f = F_{fm}/w_f$, соответствующие токам якоря в указанных точках. Положение конца комплекса F_{fm} на годографе маркировано соответствующими цифрами. В зоне между *3′* и *2*, где магнитная цепь не насыщена, годограф F_{fm} представляет собой прямую линию; по мере насыщения (в зоне *2—4*) годограф все сильнее отклоняется от прямой.

Построение характеристик при $P = 0{,}4$ и $P = 0$ производится аналогично, соответственно при $I_a = 0{,}4$ и $I_a = 0$ (в относительных единицах). Минимальное значение тока на U-образной характеристике (в точке *1*) получается при таком токе возбуждения I_f ($\cos\varphi = 1$), при котором реактивная составляющая тока $I_r = 0$ и имеется только активная составляющая, $I_a = I\cos\varphi = I$, $\cos\varphi = 1$.

Минимумы токов всего семейства U-*образных характеристик лежат на линии MN* (рис. 58-13), *которая представляет собой регулировочную характеристику машины,* $I_f = f(I)$, *построенную при* $\cos\varphi = 1$. В точках U-образной характеристики, лежащих правее минимума, например в точках *2*, *3*, *4*, машина перевозбуждена по сравнению с режимом в точке *1*, где $I = I_a$. Ее ток возбуждения, $I_f > I_{f\,(\cos\varphi = 1)}$, и, как видно из диаграммы рис. 58-14, ее реактивный ток положителен, $I_r > 0$, т. е. отстает от напряжения. Наоборот, в точках, лежащих левее минимума, например в точках *2'*, *3'*, машина недовозбуждена. Ее ток возбуждения $I_f < I_{f\,(\cos\varphi = 1)}$, а ее реактивный ток отрицателен, $I_r < 0$, т. е. опережает напряжение.

При перевозбуждении система по отношению к машине является нагрузкой индуктивного характера (реактивный ток в якоре уменьшает поле возбуждения); при недовозбуждении система по отношению к машине является нагрузкой емкостного характера (реактивный ток в якоре увеличивает поле возбуждения), наоборот, по отношению к системе, напряжение которой $U_c = -U$, находится в противофазе с напряжением машины, перевозбужденная машина представляет собой нагрузку емкостного характера, генерирующую реактивную мощность, а недовозбужденная машина — нагрузку индуктивного характера, потребляющую реактивную мощность (рис. 58-13).

Уменьшение возбуждения приводит к уменьшению предела статической устойчивости, который в неявнополюсной машине равен $P_{max} = m_1 E_f U / X_d$. Зона недовозбуждения ограничена линией *AB*, левее которой работа синхронной машины неустойчива. На линии *AB*, например в точке *3'*, максимальная мощность P_{max} делается равной мощности $P = \text{const}$, при которой построена данная U-образная характеристика. U-образная характеристика для режима двигателя строится таким же образом, различие состоит лишь в том, что активная составляющая тока направляется в противоположную сторону по отношению к напряжению, $I_a < 0$.

58-10. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Всякая синхронная машина обратима и может работать в двигательном и в генераторном режимах. Однако почти всегда машина предназначается заводом-изготовителем для определенного режима работы, в котором она должна обладать вполне конкретными показателями, зафиксированными в технических условиях (номинальным вращающим моментом, КПД и др.).

Синхронная машина, предназначенная для работы и в том и в другом режиме, называется двигателем-генератором или обратимой синхронной машиной. Такие машины применяются на гидроаккумулирующих электрических станциях (ГАЭС), позволяющих выравнивать нагрузку тепловых электрических станций. Такая ГАЭС имеет два водных бас-

сейна: верхний и нижний. В часы пик вода перетекает из верхнего бассейна в нижний и обратимые синхронные машины, приводимые во вращение турбинами, работают в генераторном режиме. Во время снижения нагрузки в системе синхронные машины работают в двигательном режиме, вращая насосы, перекачивающие воду из нижнего бассейна в верхний. Некоторые данные мощных двигателей-генераторов серии СВО для ГАЭС приведены в табл. 62-7.

Трехфазные синхронные двигатели выпускаются на мощность от 20 кВт до нескольких десятков тысяч киловатт. При частотах вращения от 100 до 1000 об/мин двигатели имеют обычно явнополюсное исполнение ротора, при бо́льших частотах вращения (1500 и 3000 об/мин) — неявнополюсное. В зависимости от мощности двигатели могут выполняться на напряжения от 220 до 10 000 В. Частота вращения двигателя определяется частотой сети и не зависит от нагрузки на валу двигателя.

Конструкция двигателей не отличается от конструкции генераторов той же мощности и частоты вращения. Особые требования предъявляются лишь к конструктивному исполнению их демпферной (пусковой) обмотки, с помощью которой производится асинхронный пуск двигателей в определенных условиях.

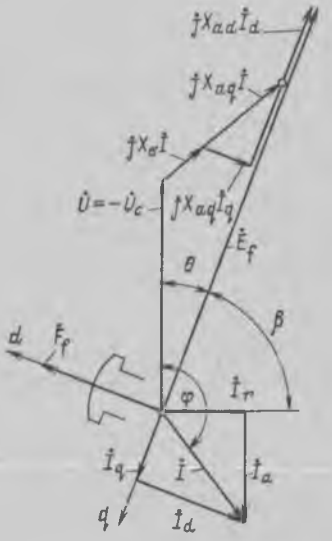
Электромагнитные процессы в синхронных двигателях описываются теми же уравнениями и диаграммами, что и в генераторах (см. гл. 55). В качестве примера на рис. 58-15 приведена диаграмма перевозбужденного явнополюсного синхронного двигателя (без учета насыщения), отличающаяся от диаграммы генератора (рис. 55-2) лишь тем, что активная составляющая тока якоря I_a направлена в сторону, противоположную напряжению машины $\dot{U}$, и совпадает по направлению с напряжением сети $\dot{U}_c = -\dot{U}$. Реактивная составляющая тока I_r, как и в перевозбужденном генераторе, отстает на угол $\pi/2$ от напряжения машины $\dot{U}$ и опережает на угол $\pi/2$ напряжение сети $\dot{U}_c$.

Вращающий момент, активная и реактивная мощности синхронного двигателя рассчитываются по формулам, выведенным для синхронной машины, работающей параллельно с системой (гл. 58). Изменение этих величин при постоянном возбуждении в зависимости от угла θ оценивается по угловым характеристикам активной и реактивной мощности (рис. 58-8, 58-11), включающим и область работы двигателем ($-\theta_{max} < \theta < 0$). О влиянии тока возбуждения на реактивную мощность, развиваемую двигателем, можно судить с помощью U-образных характеристик в режиме двигателя, которые повторяют U-образные характеристики в режиме генератора (см. рис. 58-13).

На рис. 58-16 изображены рабочие характеристики двигателя при неизменном токе возбуждения, выбранном таким образом, чтобы при холостом ходе двигатель имел коэффициент мощности, равный единице. С ростом нагрузки коэффициент мощности падает, а ток делается отстающим. Если ток возбуждения будет выбран так, чтобы двигатель имел номинальный коэффициент мощности при но-

мальной нагрузке и опережающем токе, то при снижении нагрузки двигатель будет отдавать в сеть еще большую реактивную мощность, чем при номинальной нагрузке ($\cos\varphi < \cos\varphi_н$). Наоборот, при увеличении нагрузки коэффициент мощности возрастает в связи с уменьшением опережающей реактивной составляющей тока, становится равным единице и затем снова уменьшается из-за появления отстающей реактивной составляющей тока.

При автоматическом регулировании напряжения в функции тока якоря могут быть получены любые заданные характеристики реактивной мощности или коэффициента мощности.



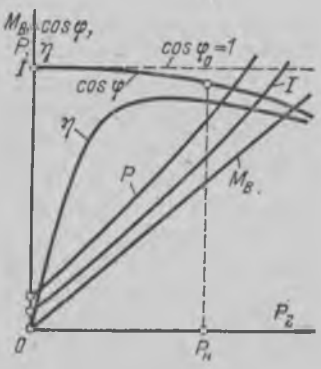


Рис. 58-16. Рабочие характеристики синхронного двигателя.

Рис. 58-15. Диаграмма напряжений явнополюсной синхронной машины (без учета насыщения, в режиме двигателя).

Для возбуждения синхронных двигателей используются или прямая электромашинная система возбуждения или система самовозбуждения с полупроводниковыми выпрямителями (см. гл. 52).

Асинхронный пуск синхронного двигателя в ход (см. § 59-4) осуществляется с помощью короткозамкнутой демпферной (пусковой) обмотки, располагающейся в пазах полюсных наконечников.

В неявнополюсных двигателях с массивным магнитопроводом ротора и явнополюсных двигателях с массивными полюсами асинхронный момент при пуске возникает за счет взаимодействия вихревых токов в массивных частях с вращающимся магнитным полем.

Свойства двигателя при асинхронном пуске характеризуются начальным пусковым моментом $M_п$ при $s = 1$; входным моментом $M_{0,05}$, под которым понимается асинхронный вращающий момент при $s = 0{,}05$. В технических данных эти моменты и ток приводятся в долях номинального момента и тока в синхронном режиме (см. ниже).

Главные размеры, масса и стоимость синхронного двигателя, как следует из § 37-2, зависят от его полной мощности

$$S_н = \frac{P_н}{\eta_н \cos \varphi_н}$$

и возрастают при уменьшении его коэффициента мощности. Из табл. 58-1, в которой сравниваются основные показатели синхронных и асинхронных двигателей, видно, что синхронный двигатель с $\cos \varphi = 1{,}0$ всего на 17% дороже асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, а при $\cos \varphi = 0{,}8$ на 44% дороже. Вместе с тем, если синхронный двигатель с $\cos \varphi = 1{,}0$ не генерирует реактивной мощности, то синхронный двигатель с $\cos \varphi = 0{,}8$, работая с опережающим током, генерирует значительную реактивную мощность, равную $0{,}6/0{,}8 \approx 0{,}75$ активной. Однако КПД при $\cos \varphi = 0{,}8$ получается более низким. Применение синхронных двигателей, рассчитанных на генерирование реактивной мощности, позволяет уменьшить реактивную мощность синхронных генераторов на электрических станциях и синхронных компенсаторов.

Таблица 58-1

Сравнение некоторых показателей синхронных и асинхронных двигателей 1000 кВт, 1000 об/мин

Тип двигателя	$\cos \varphi_н$	КПД, %	Относительная стоимость, %
Синхронный	1,0	96,4	117
	0,8 (опер.)	95,3	144
	0,6 (опер.)	93,7	166
Асинхронный с фазным ротором	0,9 (отст.)	94,9	127
Асинхронный с короткозамкнутым ротором	0,9 (отст.)	95,1	100

Выбор коэффициентов мощности синхронных генераторов и двигателей представляет собой комплексную оптимизационную задачу, в которой минимизируются затраты на изготовление машин и расходы на эксплуатацию электрической системы. Поскольку КПД возрастает с ростом мощности машин, оказывается более выгодным возлагать генерирование большей части реактивной мощности на крупные синхронные машины, к числу которых относятся генераторы, и меньшую часть на синхронные двигатели, мощность которых относительно мала. Синхронные генераторы обычно выполняются

с $\cos\varphi = 0{,}8$; синхронные двигатели с $\cos\varphi = 0{,}9$ (при перевозбуждении).

Обладая по сравнению с асинхронными двигателями тем несомненным преимуществом, что они могут генерировать реактивную мощность в сеть, синхронные двигатели уступают асинхронным по ряду других показателей. Синхронные двигатели сложнее в конструктивном отношении, особенно по сравнению с короткозамкнутыми асинхронными двигателями. Синхронные двигатели существенно дороже асинхронных главным образом из-за затрат, связанных с изготовлением системы возбуждения. Синхронные двигатели нуждаются в квалифицированном обслуживании и менее надежны в эксплуатации. Суждение о выгодности применения того или иного двигателя можно получить при сопоставлении возможных вариантов по суммарным затратам на изготовление и эксплуатацию в электрической системе.

При мощности более 100—200 кВт синхронные двигатели оказываются выгоднее асинхронных, при меньших мощностях они применяются реже, причем главным образом в тех случаях, когда требуется поддержание постоянной скорости вращения, совпадающей с синхронной.

Небольшие синхронные двигатели (до 2 кВт), называемые *реактивными синхронными двигателями*, выполняются без обмотки возбуждения на роторе и возбуждаются реактивным током, потребляемым из сети. Двигатели еще меньшей мощности выполняются с постоянными магнитами (см. § 63-6).

Особой разновидностью синхронных двигателей являются *синхронизированные двигатели*, напоминающие по своему устройству асинхронные двигатели с фазным ротором. От последних они отличаются тем, что имеют больший воздушный зазор и увеличенное сечение вторичной трехфазной обмотки.

При пуске обмотка ротора двигателя замыкается на пусковой реостат. Затем обмотка ротора присоединяется к возбудителю (или выпрямительному устройству), возбуждается постоянным током, и ротор втягивается в синхронизм. Таким образом, двигатель обладает пусковыми характеристиками асинхронного двигателя с фазным ротором и рабочими свойствами синхронного двигателя.

Пусковые характеристики синхронизированных асинхронных двигателей получаются примерно такими же, как у асинхронного двигателя с фазным ротором соответствующей мощности. Область их применения — установки с постоянной частотой вращения и тяжелыми пусковыми условиями, требующие высокого коэффициента мощности (большие компрессоры, насосы и т. д.).

58-11. СИНХРОННЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ

Синхронным компенсатором (СК) называют синхронную машину, предназначенную для генерирования реактивной мощности. Те же функции выполняются и синхронными генераторами, установлен-

ными на тепловых и гидравлических электростанциях. Однако синхронные компенсаторы включаются в электрическую систему ближе к местам потребления электрической энергии (рис. 58-17), и генерируемую ими реактивную мощность не приходится передавать на большие расстояния. Благодаря уменьшению потерь энергии в линиях электропередачи и при промежуточных трансформациях получение реактивной мощности $Q_{с.к}$ от синхронных компенсаторов обходится дешевле, чем от синхронных генераторов.

Затраты, связанные с установкой и эксплуатацией синхронных компенсаторов в узлах потребления, окупаются, если их мощность составляет 0,20—0,30 полной мощности линии передачи. В этом случае синхронные генераторы на электростанциях производят реактивную мощность, составляющую 0,6 полной мощности линии

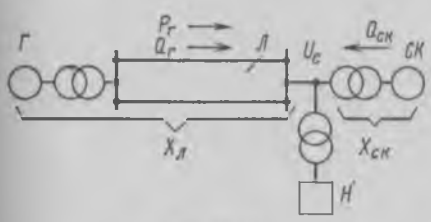


Рис. 58-17.

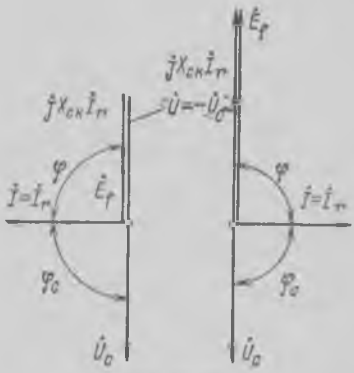


Рис. 58-18.

Рис. 58-17. Схема включения синхронных компенсаторов в электрическую систему.

СК — синхронный компенсатор; *Г* — генераторы электрической станции; *Л* — линия электропередачи; *Н* — нагрузка (потребители электрической энергии).

Рис. 58-18. Диаграммы напряжений синхронного компенсатора при недовозбуждении ($E_f < U_с$) и перевозбуждении ($E_f > U_с$).

электропередачи, и активную мощность, составляющую 0,8 полной мощности линии электропередачи. При таких соотношениях между составляющими мощности генераторов их полная мощность превосходит активную мощность всего в $1/0{,}8 = 1{,}25$ раза, и получение от них наряду с активной мощностью еще и реактивной мощности не приводит к существенному увеличению их размеров, массы и стоимости (то же самое относится и к линии передачи, и к трансформаторам, и к другому оборудованию промежуточных подстанций, связывающих генераторы с потребителями).

Реактивная мощность, развиваемая синхронным компенсатором при параллельной работе с системой, зависит от его тока возбуждения I_f. Перевозбужденный синхронный компенсатор, у которого $I_f > I_{fx}$ ($E_f > U_с$), работает с током I_r, опережающим напряжение сети $U_с$, и отдает реактивную мощность в сеть $Q = UI_r > 0$; недовозбужденный, у которого $I_f < I_{fx}$ ($E_f < U_с$), работает с током I_r,

отстающим от напряжения сети (рис. 58-18), и потребляет реактивную мощность из сети $Q = UI_r < 0$.

За номинальный принимается режим, в котором компенсатор развивает номинальную мощность при перевозбуждении; СК потребляет из системы небольшую активную мощность, которая соответствует имеющимся в нем потерям (магнитным, электрическим и на трение при вращении ротора). Поэтому ток I обмотки якоря СК содержит не только реактивную составляющую I_r, но и активную составляющую I_a, которая совпадает по фазе с напряжением сети U_c и настолько мала, что полный ток якоря практически не отличается от реактивной составляющей $I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} \approx I_r$ (на рис. 58-18 активная составляющая тока из-за ее малости не показана).

Из сказанного следует, что включенный в систему СК работает как синхронный двигатель в режиме холостого хода, т. е. при внешнем моменте на валу, равном нулю, $M_в = 0$.

Эксплуатация синхронного компенсатора обходится тем дешевле, чем меньше потери активной мощности. Относительные потери активной мощности, т. е. потери ΣP, отнесенные к номинальной мощности СК $S_н = Q_н$, в современных крупных синхронных компенсаторах не превосходят 0,013—0,016 при водородном охлаждении и 0,02—0,024 при воздушном охлаждении.

Компенсаторы выпускаются на мощности от 10 до 160 МВ·А обычно в горизонтальном исполнении, их номинальные напряжения составляют 6,6—15,75 кВ. Частота вращения синхронного компенсатора должна выбираться исходя из технико-экономических соображений. Проведенные исследования и опыт проектирования показывают, что для крупных синхронных компенсаторов, применяемых в электрических системах, оптимальными частотами вращения при $f = 50$ Гц являются 750—1000 об/мин. Несмотря на то, что размеры и масса СК в двухполюсном исполнении при 3000 об/мин минимальны, их стоимость из-за удорожания изготовления неявнополюсных роторов возрастает на 20—25%. Кроме того, при 3000 об/мин заметно возрастают потери на трение, что увеличивает расходы на эксплуатацию таких компенсаторов.

Для включения синхронных компенсаторов в сеть используется обычно метод асинхронного пуска (см. § 59-4). Отсутствие момента сопротивления на валу в известной мере облегчает пуск СК по сравнению с пуском нагруженных синхронных двигателей.

Вал ротора СК не передает вращающего момента и должен рассчитываться только на изгиб под действием веса ротора и сил магнитного притяжения (см. § 34-3). Диаметр вала может быть уменьшен по сравнению с валом генератора или двигателя той же полной мощности. Это приводит к сокращению размеров подшипников и общих габаритов СК. Поскольку вал ротора в СК не выводится наружу, его корпус сравнительно легко герметизировать. Именно поэтому СК были первыми электрическими машинами, в которых было применено водородное охлаждение: сначала при небольшом избыточном давлении водорода $0{,}05 \cdot 10^5$ Па, позднее при повышен-

ном избыточном давлении до $(1—2)\cdot 10^5$ Па. Водородное охлаждение позволило существенно повысить линейную нагрузку: до $(580—620)\cdot 10^4$ А/м при косвенном воздушном охлаждении; до $(800—100)\times \times 10^4$ А/м при косвенном водородном охлаждении с избыточным давлением $(1—2)\cdot 10^5$ Па.

Электромагнитные процессы в синхронных компенсаторах описываются теми же уравнениями и диаграммами, что и в генераторах (гл. 55). Это относится, в частности, к диаграммам синхронного компенсатора, построенным на рис. 58-18 без учета насыщения. Диаграммы построены для компенсатора, включенного через трансформатор на напряжение $U_с$ по схеме рис. 58-17. При построении напряжение $U_с$ приведено к обмотке трансформатора, соединенной с СК.

Индуктивное сопротивление складывается из сопротивлений СК и трансформатора $X_{с,к} = X_т + X_d$, где $X_т$ — сопротивление короткого замыкания трансформатора, X_d — полное индуктивное сопротивление якоря СК по продольной оси.

Наиболее важная характеристика синхронного компенсатора — U-образная характеристика $I = f(I_f)$ при $U_с = \text{const}$. Эта характеристика ничем не отличается от соответствующей характеристики синхронного генератора при активной мощности, равной нулю, $P = 0$. Для компенсатора полезно построить семейство U-образных характеристик при различных напряжениях сети (при $U_с = U_н = \text{const}$, $U_с = 0{,}95\ U_н$, $U_с = 1{,}05\ U_н$ и т. д.). С помощью такого семейства характеристик можно судить о реакции компенсатора на изменение напряжения при $I_f = \text{const}$: при снижении напряжения реактивная мощность, отдаваемая им в сеть, увеличивается, при увеличении — падает. Благодаря такой реакции на изменение напряжения компенсатор обладает свойствами стабилизатора напряжения. При автоматическом регулировании напряжения стабилизирующие свойства синхронного компенсатора улучшаются.

При выборе параметров синхронного компенсатора не нужно заботиться об обеспечении достаточной статической перегружаемости (см. § 58-7), как в генераторах или двигателях (активная мощность синхронного компенсатора близка к нулю, $P \approx 0$, и он работает на угловой характеристике при угле $\theta \approx 0$). Поэтому индуктивное сопротивление якоря по продольной оси выбирается в синхронном компенсаторе исходя из требуемой величины реактивной мощности в режиме недовозбуждения. При токе возбуждения, равном нулю ($I_f = 0$), синхронный компенсатор потребляет из сети реактивную мощность

$$Q_* = \frac{Q}{S_н} = \frac{1}{X_{*d}},$$

откуда его индуктивное сопротивление в относительных единицах $X_{*d} = \frac{1}{Q_*}$. Обычно задается $Q_* = 0{,}4 \div 0{,}6$ и $X_{*d} = 2{,}5 \div 1{,}65$.

ГЛАВА ПЯТЬДЕСЯТ ДЕВЯТАЯ

СПОСОБЫ ВКЛЮЧЕНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ

59-1. ВКЛЮЧЕНИЕ СПОСОБОМ ТОЧНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

При включении синхронной машины на параллельную работу с системой частота вращения ротора машины должна быть доведена до синхронной; ток в обмотке возбуждения выбран таким, чтобы ЭДС возбуждения E_f соответствовала напряжению в сети U_c, а само включение в сеть выполнено таким образом, чтобы после него установился режим холостого хода с углом $\theta = 0$. Включение на параллельную работу с системой может быть сделано наиболее просто способом точной синхронизации, кратко описанным в § 58-2.

Способ точной синхронизации пригоден для всех синхронных генераторов, приводимых во вращение первичным двигателем того или иного типа, а также для синхронных двигателей и синхронных компенсаторов в тех случаях, когда они снабжены дополнительным разгонным двигателем, с помощью которого частота вращения может быть доведена до синхронной.

Включение способом точной синхронизации производится следующим образом (см. рис. 58-2).

1. Угловая скорость Ω ротора машины $Г$ с помощью первичного двигателя или разгонного двигателя доводится до синхронной (или весьма близкой к синхронной)

$$\Omega \approx \frac{\omega_c}{p} = \Omega_c.$$

2. Обмотка возбуждения генератора с помощью АГП (рис. 59-1) присоединяется к щеткам якоря возбудителя (K_1 — замыкается, K_2 — размыкается). Устанавливается такой ток возбуждения I_f, при котором ЭДС возбуждения E_f (или напряжение $U = E_f$) на выводах отключенного генератора совпадает с напряжением системы $U = U_c$ (контакты выключателя K разомкнуты).

3. Воздействием на первичный двигатель (например, на направляющий аппарат AH по рис. 58-6) немного увеличивают или уменьшают частоту его вращения ω по сравнению с синхронной ω_c. При этом угол α между E_f и U_c (см. рис. 58-3) медленно изменяется

$$\alpha = \alpha_0 + (\omega - \omega_c)\, t,$$

что сопровождается изменением разностной ЭДС $\Delta E = 2U \mid \cos \alpha/2 \mid$ с периодом

$$T_\alpha = \frac{2\pi}{\mid \omega - \omega_c \mid}.$$

4. Добиваются настолько медленного изменения угла α, чтобы можно было успеть включить выключатель K в мгновение, когда $\Delta E \approx 0$. Это оказывается возможным сделать, если период $T_\alpha =$

$= 20 + 40$ с и скольжение ротора по отношению к синхронной частоте весьма мало

$$s = \frac{|\omega - \omega_c|}{\omega_c} = \frac{2\pi}{\omega_c T_a} = \frac{T_c}{T_a} = 0{,}001 - 0{,}0005,$$

где $T_c = 2\pi/\omega_c = 1/f_c$ — период изменения напряжения сети, равный 0,02 с при $f_c = 50$ Гц.

5. Наблюдая за изменением ΔE по вольтметру, показанному на рис. 58-2, или по специальному прибору, называемому синхроноскопом, замыкают контакты выключателя K, когда $\Delta E = 0$ и соблюдается условие, необходимое для точной синхронизации, т. е. $\dot{E}_f = \dot{U} = -\dot{U}_c$.

После идеально точного включения контактора K в обмотке якоря ток не появляется, $I = 0$, и устанавливается режим холостого хода. В реальных условиях ΔE несколько отличается от нуля и в обмотке якоря появляются небольшие переходные токи. В результате устанавливается режим, в котором ток I также несколько отличается от нуля за счет небольшой несинхронности вращения ротора в момент включения [при $\omega > \omega_c$ устанавливается генераторный режим с небольшим током ($I \ll I_н$); при $\omega < \omega_c$ — двигательный].

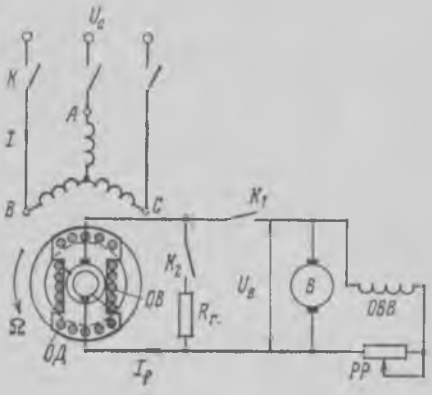


Рис. 59-1. Схема включения на параллельную работу с системой.

Кроме перечисленных операций перед первым включением генератора в сеть, а также после изменений в схеме должно быть проверено совпадение чередования фаз генератора и системы, так как только в этом случае условие $\Delta\dot{E} = 0$ будет одновременно выполняться для всех фаз

$$\Delta\dot{E}_A = \dot{E}_{fA} + \dot{U}_{cA} = 0;$$
$$\Delta\dot{E}_B = \dot{E}_{fB} + \dot{U}_{cB} = 0;$$
$$\Delta\dot{E}_C = \dot{E}_{fC} + \dot{U}_{cC} = 0$$

и может быть обеспечена правильность включения.

Приборы для синхронизации (синхроноскопы), позволяющие произвести точную синхронизацию, могут быть различных типов. Их описание дается в справочниках по электрическим измерительным приборам. Наиболее просто устроен так называемый ламповый синхроноскоп, представляющий собой комбинацию из трех ламп накаливания (см. рис. 58-2), включенных на напряжение ΔE между замыкаемыми контактами выключателя K (A и A_c, B и B_c, C и C_c). Лампы накаливания должны быть рассчитаны на двойное фазное

напряжение сети ($2U_c$) или включены через понижающий трансформатор. При изменениях ΔE с периодом T_α напряжение на лампах колеблется в пределах от 0 до $2U_c$, и все три лампы то одновременно загораются, то одновременно потухают.

Включение выключателя K для точной синхронизации должно быть произведено в мгновение потухания, когда свечение ламп наименее ярко. Дополнительный контроль за напряжением ΔE ведется по вольтметру ΔE (см. рис. 58-2). Ламповый синхроноскоп позволяет контролировать и правильность чередования фаз. Если последовательности чередования фаз генератора и системы не совпадают, то лампы потухают не одновременно. Когда одна из них потухла, две другие горят в полнакала.

59-2. ВКЛЮЧЕНИЕ СПОСОБОМ САМОСИНХРОНИЗАЦИИ. УСЛОВИЯ ВТЯГИВАНИЯ В СИНХРОНИЗМ

Включение способом точной синхронизации занимает довольно много времени (5—10 мин) из-за необходимости произвести включение при вполне определенном угловом положении ротора. Для ускорения включения применяют способ самосинхронизации, при котором не требуется точная регулировка частоты вращения и углового положения ротора. Способ самосинхронизации может использоваться как для синхронных генераторов, так и для синхронных двигателей, снабженных дополнительным разгонным двигателем.

Включение способом самосинхронизации производится следующим образом (см. рис. 59-1).

1. С помощью первичного или разгонного двигателя угловая скорость ротора Ω устанавливается близкой к синхронной — скольжение ротора в крупных машинах не должно превосходить

$$s_0 = \frac{|\Omega_c - \Omega|}{\Omega_c} \leqslant 0{,}01 - 0{,}04.$$

В процессе разгона обмотка возбуждения отключена от возбудителя (АГП выключен, контакты K_1 разомкнуты, K_2 замкнуты), обмотка якоря отключена от сети (контакты выключателя K разомкнуты).

2. При угловой скорости Ω, близкой к синхронной, на щетках якоря возбудителя B устанавливается напряжение $U_п$, которое достаточно для получения в обмотке возбуждения генератора OB (после включения АГП) тока возбуждения $I_{fx} = U_п/R_f$, соответствующего ЭДС возбуждения $E_f = U_c$ (напряжение $U_п$ определяется экспериментально заранее при работе машины в режиме холостого хода).

3. Включается АГП (замыкаются контакты K_1, размыкаются контакты K_2) и обмотка возбуждения машины OB присоединяется к заранее возбужденному возбудителю B. Тотчас вслед за этим замыкаются контакты выключателя K и обмотка якоря присоединяется к сети с напряжением U_c.

4. После этого начинается переходный процесс, связанный с нарастанием и установлением тока i_f в обмотке возбуждения и тока i в обмотке якоря. В результате взаимодействия этих токов появляется периодически изменяющийся электромагнитный момент, под действием которого ротор при определенных условиях втягивается в синхронизм. Его частота вращения делается синхронной; угол θ между $\dot{U} = -\dot{U}_c$ и ЭДС $\dot{E}_f$ становится равным нулю (предполагается, что момент $M_в$ приводного двигателя уравновешивается моментом трения и потерь холостого хода).

Сложный переходный процесс, завершающийся синхронизацией, представляет собой наложение двух переходных процессов: процесса, возникающего после включения обмотки якоря на сеть, и процесса, возникающего после включения обмотки возбуждения на возбудитель.

Наибольший ток в обмотке якоря появляется примерно через полпериода после включения на сеть, т. е. через время $t = T_c/2 = \pi/\omega_c$. Он в несколько раз превосходит номинальный ток и оказывается (в самом неблагоприятном случае) равным в относительных единицах

$$i_{*max} = \frac{i_{max}}{\sqrt{2}\, I_н} = 2\,\frac{U_{*c}}{(X''_{*d} + X_*)} = 8 \div 3,$$

где X''_{*d} — сверхпереходное индуктивное сопротивление обмотки якоря в относительных единицах, $X''_{*d} = 0{,}15 \div 0{,}30$, подробнее — см. § 73-3; X_* — индуктивное сопротивление понижающего трансформатора и других элементов системы, включенных между синхронной машиной и шинами, напряжение U_c на которых можно считать постоянным ($X_* = 0{,}1 \div 0{,}3$ в зависимости от схемы системы).

Ток в обмотке возбуждения складывается из тока, вызванного напряжением возбудителя (см. § 72-5), и ряда составляющих, индуктированных в обмотке возбуждения вследствие изменения ее потокосцепления с обмоткой якоря. Через некоторое время после начала переходного процесса (примерно через 1—3 с) переходные составляющие токов, связанные с включением обмотки якоря в сеть, почти полностью затухают и синхронный электромагнитный момент оказывается возможным выразить через действующее значение тока в обмотке якоря $I_c = U_c/X_1$, устанавливающееся под влиянием напряжения U_c, и потокосцепление якоря $\Psi_{fm} = \sqrt{2}E_f/\omega$, обусловленное установившимся полем возбуждения от тока $I_f = U_в/R_f$. Пренебрегая насыщением и считая скольжение s_0 достаточно малым ($s_0 \ll 1$), можно определить синхронный электромагнитный момент, приложенный к неявнополюсному ротору, по (58-13), которое выведено для синхронного режима. Правда, теперь при несинхронной частоте вращения ротора $\omega \neq \omega_c$ нужно учесть, что $X_1 = \omega_c L_1$ (поскольку ток $I_c = U_c/X_1$ зависит от частоты сети), а $E_f = \omega\Psi_f/2$ (поскольку угловая частота ЭДС возбуждения $\omega = p\Omega$ пропорциональна угловой скорости ротора Ω). После этого можно представить

синхронный электромагнитный момент в следующем виде:

$$M_c = \frac{mU_c E_f}{X_1 \Omega} \sin\theta = \frac{pm}{\sqrt{2}} I_c \Psi_{fm} \sin\theta. \qquad (59\text{-}1)$$

Угол θ в (59-1) может рассматриваться как угол между током $\dot{I}_c = \dot{U}_c / jX_1$ и потокосцеплением с обмоткой якоря $\dot{\Psi}_f$. Как видно из диаграммы модели на рис. 59-2, угол между этими комплексами не отличается от угла между $\dot{U} = -\dot{U}_c$ и $\dot{E}_f$.

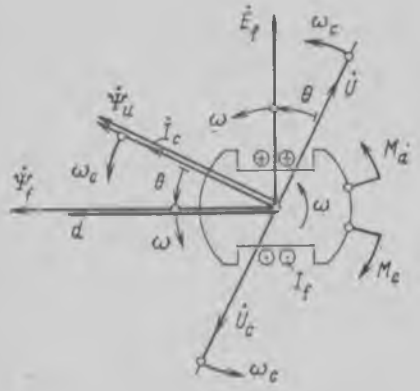


Рис. 59-2. Электромагнитные моменты при несинхронном движении ротора $\omega_c > \omega$.

M_c — синхронный электромагнитный момент; M_a — асинхронный электромагнитный момент.

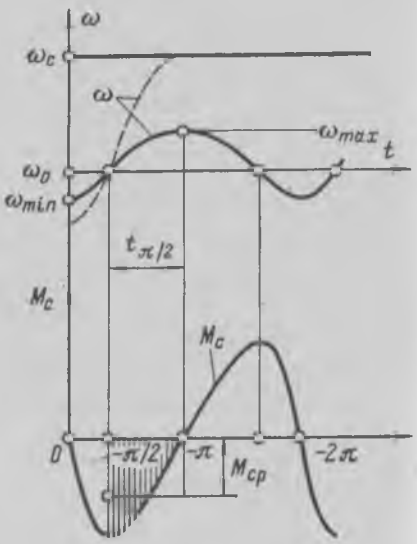


Рис. 59-3. Втягивание ротора в синхронизм.

В случае несинхронного движения ротора, когда, например, $\omega = \omega_c/(1 - s) < \omega_c$, угол θ непрерывно изменяется. При выборе начала отсчета времени, как на рис. 59-3, угол определяется по формуле

$$\theta = \int_0^t (\omega - \omega_c)\, dt$$

и оказывается отрицательным.

Вместе с изменением угла θ изменяется периодически электромагнитный момент M_c, зависимость которого от угла θ и от времени t показана на рис. 59-3. Под действием отрицательного электромагнитного момента, направленного в сторону вращения, ротор ускоряется, под действием положительного момента — замедляется. Угловая скорость ротора ω, как показано на рисунке, колеблется относительно начальной угловой скорости $\omega_0 = \omega_c (1 - s_0)$, достигая максимального значения $\omega_{max} = \omega_c (1 - s_{max})$ и минимального

значения ω_{min}. В силу того, что при $\omega > \omega_0$ угол θ изменяется медленнее, чем при $\omega < \omega_0$, шкала углов θ на графиках получается неравномерной (при равномерной шкале времени).

Рассмотрим детальнее процессы в интервале изменения угла θ от $-\pi/2$ до $-\pi$, в конце которого скорость ротора $\omega = \omega_{max}$ наиболее близка к синхронной. Это изменение угла θ на $\pi/2$ происходит за время $t_{\pi/2}$, которое приблизительно равно:

$$t_{\pi/2} = \frac{\pi}{2(\omega_c - \omega_{cp})} = \frac{\pi}{2 s_{cp} \omega_c}, \qquad (59\text{-}2)$$

где

$$\omega_{cp} = \omega_0 + \frac{2}{\pi}(\omega_{max} - \omega_0) = \omega_c (1 - s_{cp})$$

— средняя угловая скорость на интервале;

$$s_{cp} = s_0 + \frac{2}{\pi}(s_{max} - s_0)$$

— скольжение, соответствующее средней скорости ω_{cp}.

Среднее угловое ускорение ротора $\left|\frac{d\omega}{dt}\right|_{cp}$ на рассматриваемом интервале определяется средним электромагнитным моментом на интервале по (59-1)

$$M_{cp} = \frac{2}{\pi} M_{max} = \frac{2pm}{\pi \sqrt{2}} I_c \Psi_{fm}.$$

Среднее угловое ускорение на интервале (из уравнения движения ротора)

$$\left|\frac{d\omega}{dt}\right|_{cp} = p \left|\frac{d\Omega}{dt}\right|_{cp} = \frac{p}{J} M_{cp}, \qquad (59\text{-}3)$$

где J — момент инерции ротора и сопряженных с ним вращающихся частей.

За счет этого углового ускорения в течение времени $t_{\pi/2}$ электрическая угловая скорость ротора возрастает на $\omega_{max} - \omega_0$, что позволяет записать уравнение

$$t_{\pi/2} \left|\frac{d\omega}{dt}\right|_{cp} = |\omega_{max} - \omega_0| = |s_0 - s_{max}|\, \omega_c, \qquad (59\text{-}4)$$

которое с учетом (59-2), (59-3) дает возможность найти s_{max} и $\omega_{max} = \omega_c (1 - s_{max})$ при заданных в мгновение включения s_0 и $\omega_0 = \omega_c (1 - s_0)$. Очевидно, втягивание в синхронизм произойдет, если в процессе колебаний частота ротора достигнет синхронной, $\omega_{max} = \omega_c$ и $s_{max} = 0$ (кривая ω на рис. 59-3, показанная пунктиром).

Выразив $t_{\pi/2}$ и $\left|\frac{d\omega}{dt}\right|_{cp}$ в (59-4) с помощью (59-2) и (59-3) и решив его относительно s_0, найдем, что ротор втянется в синхронное движение (с частотой $\omega_c = \omega_{max}$ и скольжением $s_{max} = 0$), если началь-

ное скольжение в момент включения удовлетворяет неравенству

$$s_0 \leqslant \frac{p}{0{,}6\omega_c}\sqrt{\frac{S_н I_{*c}\Psi_{*fm}}{\omega_н J}} = \frac{p}{0{,}6\omega_c}\sqrt{\frac{M_{max}}{pJ}}, \qquad (59\text{-}5)$$

где

$$I_{*c} = \frac{I_c}{I_н} = \frac{U_c}{X_1 I_н}$$

— составляющая тока якоря от напряжения U_c в относительных единицах;

$$\Psi_{*fm} = \frac{\Psi_{fm}}{\Psi_{нm}} = \frac{\Psi_{fm}\omega_н}{\sqrt{2}\,U_н}$$

— потокосцепление возбуждения в относительных единицах; $\omega_н = 2\pi f_н$ — номинальная угловая частота машины.

Пример. Производится включение методом самосинхронизации гидрогенератора со следующими данными: $S_н = 25 \cdot 10^6$ В·А, $\omega_c = \omega_н = 2\pi f_н = 314$ рад/с; $f_н = 50$ Гц; $p = 24$; $U_{*c} = 1$; $X_1 = 1$; $I_{*c} = 1{,}0$; $\Psi_{*f} = 1{,}0$; $J = 9 \cdot 10^5$ кг·м². Ротор генератора втянется в синхронизм, если скольжение в момент включения не превосходит по абсолютному значению

$$|s_0| = \frac{24}{0{,}6 \cdot 314}\sqrt{\frac{25 \cdot 10^6}{314 \cdot 9 \cdot 10^5}} = 0{,}0373.$$

Уравнение (59-5), определяющее условия втягивания в синхронизм при несинхронном включении, выведено здесь без учета влияния асинхронного электромагнитного момента $M_а$, появляющегося при несинхронном движении ротора машины со скольжением $s = (\omega_c - \omega)/\omega_c$.

При $\omega > \omega_c$ и $s < 0$ асинхронный момент притормаживает ротор; при $\omega < \omega_c$ и $s > 0$ (как на рис. 59-2) он ускоряет ротор, т. е. во всех случаях *асинхронный момент способствует сближению скоростей ротора и поля и, следовательно, втягиванию в синхронизм*. Если учесть влияние асинхронного момента, то окажется, что машина, включенная методом самосинхронизации, успешно втянется в синхронизм при несколько большем скольжении s_0, чем по (59-5). Более детально влияние асинхронного момента будет рассмотрено ниже (см. § 59-4).

Основной недостаток способа самосинхронизации — значительные переходные токи и связанные с ними электромагнитные силы, которые могут привести к постепенному ослаблению крепления обмотки якоря и к ее повреждению. Этим способом можно пользоваться постоянно только при таких схемах включения в систему, когда переходные токи неопасны для машины. В остальных случаях он используется при необходимости быстро включить машину в систему.

59-3. ВКЛЮЧЕНИЕ СПОСОБОМ ЧАСТОТНОГО ПУСКА

Для втягивания ротора синхронной машины в синхронизм, как было выяснено выше, требуется, чтобы при включении в сеть разность $s_0\Omega_c$ угловых скоростей ротора $\Omega = \Omega_c\,(1 - s_0)$ и вращающегося поля $\Omega_c = \omega_c/p$ была достаточно мала. Как вытекает из (59-5), нужно чтобы разностная угловая скорость или скорость скольжения удовлетворяла неравенству

$$\Omega_c - \Omega = s_0\Omega_c = s_0\frac{\omega_c}{p} \leqslant \frac{1}{0{,}6}\sqrt{\frac{S_н I_{*c}\Psi_{*f}}{\omega_н J}}. \qquad (59\text{-}6)$$

При включении способом самосинхронизации достаточно малая разность скоростей достигается за счет предварительного разгона ротора с помощью постороннего двигателя до скорости, близкой к синхронной. Скорость поля и частота в сети в процессе синхронизации не изменяются и сохраняются номинальными. При частотном пуске тот же эффект обеспечивается другими средствами. Здесь в начале процесса синхронизации ротор синхронной машины неподвижен $\left(\Omega = 0,\ s_0 = \dfrac{\Omega_{c0} - \Omega}{\Omega_{c0}} = 0\right)$. Посторонний двигатель для разгона не требуется. Достаточно малая для втягивания в синхронизм разность скоростей достигается за счет соответствующего снижения частоты системы $f_{c0} < f_н$, при котором удовлетворяется неравенство (59-6) в случае неподвижного ротора

$$\Omega_{c0} = \frac{2\pi f_{c0}}{p} \leqslant \frac{1}{0{,}6}\sqrt{\frac{S_н I_{*c}\Psi_{*f}}{\omega_н J}}.$$

Для этого требуется, чтобы относительная частота системы была равна:

$$f_{*c0} = \frac{f_{c0}}{f_н} \leqslant \frac{p}{0{,}6\omega_н}\sqrt{\frac{S_н I_{*c}\Psi_{*f}}{\omega_н J}}.$$

Пример. Для генератора, данные которого были сообщены в предыдущем примере, найти частоту, при которой произойдет втягивание в синхронизм при частотном пуске:

$$f_{*c0} \leqslant \frac{24}{0{,}6 \cdot 314}\sqrt{\frac{25 \cdot 10^6}{314 \cdot 9 \cdot 10^5}} = 0{,}0373,$$

тогда $f_{c0} = f_{*c0}f_н = 0{,}0373 \cdot 50 = 1{,}86$ Гц.

После втягивания ротора в синхронизм частота системы постепенно повышается до номинальной $f_н$; скорость ротора за счет синхронного момента также доводится до номинальной (при сохранении синхронного движения на всех промежуточных скоростях). Частотный пуск может применяться для крупных синхронных двигателей. Его используют также для проведения во вращение роторов генераторов во время испытаний.

Частотный пуск осуществляется от источника напряжения переменной частоты f_c, регулируемой в широких пределах (почти от 0

до $f_н$). Для поддержания составляющей тока якоря

$$I_c = \frac{U_c}{X_1} = \frac{U_c}{\omega_c L_1},$$

обусловленной напряжением U_c, такой же, как при номинальной частоте, когда она равна:

$$I_{c,н} = \frac{U_н}{\omega_н L_1},$$

требуется изменять напряжение пропорционально частоте

$$U_c = \frac{\omega_c}{\omega_н} U_н.$$

Такое изменение частоты и напряжения может быть получено от синхронного генератора, если он будет постепенно разгоняться первичным двигателем от неподвижного состояния до номинальной угловой скорости при сохранении его тока возбуждения неизменным. Для этой цели может быть использован также тиристорный преобразователь частоты достаточной мощности. Схема частотного пуска с помощью ведущего синхронного генератора показана на рис. 59-4. Пуск состоит из двух этапов:

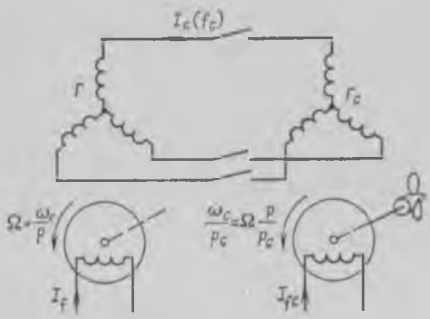


Рис. 59-4. Схема частотного пуска.

Γ — пускаемая синхронная машина; Γ_c — ведущий синхронный генератор.

1. Ведущий генератор Γ_c и пускаемая синхронная машина Γ возбуждаются от независимого источника токами I_{fc} и I_f, поддерживаемыми во время пуска постоянными. Замыкаются контакты K выключателя, объединяющего обмотки якорей машин. С помощью первичного двигателя генератор Γ_c приводится во вращение. При угловой скорости поля в генераторе Γ $\Omega_{c0} = 2\pi f_{c0}/p$, достаточной для образования необходимого тока в обмотке якоря I_c (с учетом влияния омических сопротивлений якорей) и втягивания ротора генератора Γ в синхронизм, ротор генератора Γ трогается с места и начинает двигаться синхронно (при неравных числах пар полюсов ротор Γ трогается с места при скорости ротора Γ_c, равной $\Omega_{c0}p/p_c$).

2. При увеличении угловой скорости ротора генератора Γ_c до номинальной $\Omega_{c,н} = \omega_н/p_c$ и частоты f_c до $f_н = \Omega_{c,н}p_c/2\pi$ ротор генератора Γ, продолжая синхронное движение за счет электрической связи между роторами, достигает номинальной скорости $\Omega_н = \omega_н/p$.

59-4. ВКЛЮЧЕНИЕ СПОСОБОМ АСИНХРОННОГО ПУСКА

Этот способ не требует дополнительного разгонного двигателя, с помощью которого ротор синхронного двигателя разгоняется до угловой скорости, близкой к синхронной.

При асинхронном пуске синхронный двигатель разгоняется до скорости, близкой к синхронной, за счет собственного асинхронного момента $M_а$, появляющегося при включении обмотки якоря двигателя в сеть (см. рис. 59-1). После включения в сеть с напряжением $U_с$ и частотой $f_с$ токи в обмотке якоря образуют магнитное поле, вращающееся со скоростью $\Omega_с$. При перемещении вращающегося поля относительно ротора со скоростью $\Omega_с - \Omega = s\Omega_с$ в его обмотке возбуждения, замкнутой на гасительное сопротивление $R_г$, и в демпферной обмотке, представляющей собой неравношаговую короткозамкнутую обмотку, индуктируются токи частоты $sf_с$ (здесь Ω — угловая скорость ротора, s — скольжение).

В результате взаимодействия токов, индуктированных в короткозамкнутых контурах ротора, с вращающимся полем на ротор действует асинхронный электромагнитный момент $M_а$ той же природы, что и в асинхронных машинах. Бо́льшая часть асинхронного момента образуется за счет токов, индуктированных в демпферной обмотке. Поэтому параметры демпферной обмотки (ее активные и индуктивные сопротивления, зависящие от числа, размеров и материала стержней) выбираются при проектировании исходя из пусковых условий таким образом, чтобы обеспечивался достаточный асинхронный момент на всех стадиях пуска. В связи с этим демпферную обмотку в синхронных двигателях, предназначенных для асинхронного пуска, называют пусковой обмоткой.

На размеры демпферной обмотки синхронного двигателя оказывает влияние внешний момент $M_в$, который должен быть преодолен при пуске. Во всех случаях размеры демпферной обмотки должны быть таковы, чтобы ее температура к концу пуска не превосходила 250°С. Для обеспечения достаточно высокого асинхронного момента синхронные двигатели снабжаются продольно-поперечной демпферной обмоткой, все стержни которой присоединены к короткозамыкающим кольцам, расположенным на торцевых сторонах полюсов (см. рис. 51-9). Конструктивно кольца образуются из проводящих сегментов, объединяющих стержни одного полюса, и гибких перемычек, связывающих сегменты соседних полюсов.

Зависимость асинхронного момента от скольжения получается примерно такой же, как в асинхронной машине с одной короткозамкнутой обмоткой на роторе (§ 43-3).

Теория асинхронной машины может быть распространена на асинхронные режимы синхронной машины после замены двух короткозамкнутых обмоток на ее роторе (OB и OD) на одну короткозамкнутую обмотку с эквивалентными параметрами R'_2 и X'_2 (подробнее — см. § 73-3). Тогда асинхронный момент в синхронной машине может быть приближенно рассчитан без учета одноосного эффекта

по § 43-3

$$M_a = \frac{m_1 R_2' U_1^2}{s\Omega_1 \left| \left(R_1 + \frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_к^2 \right|}. \qquad (59\text{-}7)$$

Применительно к асинхронному режиму синхронной машины использованные здесь обозначения имеют следующий смысл: $m_1 = m$ — число фаз обмотки якоря; $U_1 = U_с$ — напряжение системы; $\Omega_1 = \Omega_с$ — угловая скорость поля; R_1 — активное сопротивление фазы якоря; R_2' — эквивалентное активное сопротивление роторных контуров (демпферной обмотки и обмотки возбуждения), приведенное к обмотке якоря; $X_к = X_1 + X_2'$ — индуктивное сопротивление обмотки якоря при $s = 1$, в котором $X_1 = X_\sigma$ — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря; X_2' — эквивалентное индуктивное сопротивление рассеяния роторных контуров (OB и OD), приведенное к обмотке якоря.

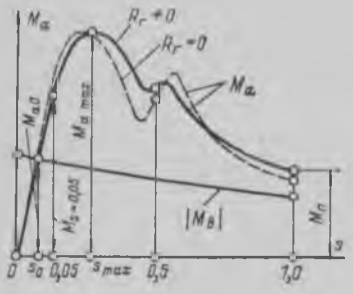


Рис. 59-5. Вращающие моменты при асинхронном пуске.

Примерный вид зависимости асинхронного момента синхронного двигателя от скольжения $M_в = f(s)$ показан на рис. 59-5. При трогании с места, когда скольжение $s = 1$, на ротор действует начальный пусковой момент $M_п$; при скольжении s_{max} появляется максимальный момент $M_{a\,max}$.

В технических данных двигателя указывается, кроме того, значение входного момента $M_{s=0,05}$, который условились определять при скольжении $s = 0,05$. Асинхронный момент пропорционален квадрату напряжения сети $M_a = U_с^2$. Поэтому необходимо оговаривать, при каком напряжении определены его характерные значения: $M_п$, $M_{a\,max}$, $M_{0,05}$. Обычно характерные асинхронные моменты выражаются в долях номинального момента двигателя в синхронном режиме:

$$M_п/M_н; \quad M_{amax}/M_н; \quad M_{0,05}/M_н,$$

где

$$M_н = \frac{S_н \eta_н \cos\varphi_н}{\Omega_н}.$$

В образовании асинхронного момента кроме демпферной обмотки принимает участие и обмотка возбуждения, представляющая собой однофазную обмотку. Индуктированные в ней токи создают пульсирующее поле, направленное по продольной оси, а не вращающееся поле, которое образуют токи в многофазной демпферной обмотке. Вследствие этого в кривой асинхронного момента появляется «провал» в области скольжения $s = 0,5$, который может ухудшить пуск

двигателя. Благоприятное влияние на характеристику асинхронного момента оказывает включение в сеть обмотки возбуждения дополнительного сопротивления в виде гасительного сопротивления $R_г$ (характеристика при $R_г \approx 5R_f \neq 0$ на рис. 59-5 существенно лучше, чем при $R_г = 0$; см. § 46-2).

Следует заметить, что обмотка *возбуждения при пуске должна быть обязательно замкнута на возбудитель или на гасительное сопротивление*, так как на разомкнутой обмотке возбуждения появляются значительные напряжения, которые могут повредить изоляцию обмотки и вывести машину из строя. В начале пуска, когда $s \approx 1$ и скорость вращения поля относительно ротора велика ($s\Omega_с = \Omega_с$), на разомкнутой обмотке возбуждения индуктируется напряжение

$$U_{\sim} = \frac{w_f}{qu_п} U_ф,$$

где $U_ф$ — фазное напряжение обмотки якоря;

w_f — число витков *ОВ* на один полюс,

q и $u_п$ — число пазов якоря на полюс и фазу и число проводов в пазу.

Индуктированное напряжение на *ОВ* может превышать в 3—5 раз $U_ф$ и составлять 20—50 кВ, превышая номинальное напряжение, на которое рассчитана изоляция обмотки, примерно в 100 раз! При замыкании *ОВ* накоротко индуктированное напряжение становится равным нулю, при замыкании на $R_г \approx 5R_f$ оно также почти полностью исчезает и во всяком случае не превышает номинальное напряжение *ОВ*.

Асинхронный пуск синхронного двигателя происходит так же, как пуск асинхронного двигателя, рассмотренный в ч. 4. Момент сопротивления на валу двигателя $M_в$ (см. рис. 59-5) должен быть в процессе пуска меньше, чем действующий на ротор асинхронный момент $M_а$. При этом, как видно из уравнения движения, разгон будет происходить с ускорением

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_а - M_в}{J},$$

где J — момент инерции вращающихся частей, и угловая скорость может быть доведена до значения $\Omega_0 = \Omega_с (1 - s_0)$, соответствующего равенству $M_а = |M_в|$. Если входной момент двигателя достаточно велик и скольжение s_0 при $M_а = |M_в|$ удовлетворяет (59-5), то после включения АГП и появления тока в обмотке возбуждения двигатель втянется в синхронизм [при пуске под нагрузкой, когда $M_в \neq 0$, требуется иметь несколько меньшее скольжение s_0, чем по (59-5)]. Если момент сопротивления велик, пуск производят при номинальном напряжении $U_с = U_н$. Начальный пусковой ток (т. е. установившийся ток в якоре при $s = 1$) при этих условиях довольно значителен $I_п/I_н \approx 3 \div 5$, где $I_н = S_н/3U_с$ — номинальный ток в синхронном режиме.

Соответственно значительны токи в пусковой обмотке. В тех случаях, когда условия пуска тяжелы, температура пусковой обмотки может превзойти допустимый предел (250°С). Снижение этой температуры достигается пуском при пониженном напряжении $U_с < U_н$. Напряжение $U_с$ уменьшается с помощью реактора или автотрансформатора. Однако при этом существенно уменьшается асинхронный момент, пропорциональный квадрату напряжения $U_с^2$, и пуск двигателя затягивается.

Асинхронный пуск двигателя при номинальном напряжении производится по схеме рис. 59-1. Он может быть разбит на несколько этапов:

1. Перед включением якоря в сеть *ОВ* отключается от возбудителя (K_1 разомкнут) и замыкается на гасительное сопротивление $R_г$ (K_2 замкнут). Делается это путем выключения АГП (автомата гашения поля), объединяющего контакты K_1 и K_2.

2. Обмотка якоря с помощью K присоединяется к сети с напряжением $U_с$ (контакты K замыкаются). Под действием асинхронного момента ротор разгоняется до скольжения s_0. В зависимости от мощности и угловой скорости двигателя этот процесс занимает несколько секунд или несколько минут (последнее в крупных двигателях). При угловой скорости $\Omega_0 = \Omega_с (1 - s_0)$ возбудитель самовозбуждается и на его выводах появляется напряжение $U_в$ (перед началом пуска регулировочный реостат *РР* устанавливается в такое положение, чтобы напряжение $U_в$ было достаточным для получения необходимого тока возбуждения $I_f = U_в/R_f$).

3. При угловой скорости Ω_0 включается АГП и обмотка возбуждения присоединяется к возбудителю *В* на напряжение $U_в$. При этом сначала замыкается K_1, а потом размыкается K_2, чтобы на мгновение *ОВ* не осталась разомкнутой и не вышла из строя. В процессе нарастания тока возбуждения, так же как в способе самосинхронизации, ротор двигателя втягивается в синхронизм (если s_0 достаточно мало). Этому способствует асинхронный момент.

4. Если пуск производится под нагрузкой, то заранее $U_в$ подбирается таким образом, чтобы установился синхронный режим с требуемым $\cos\varphi$. При пуске без нагрузки, т. е. при $M_в \approx 0$, после втягивания в синхронизм двигатель нагружается требуемым моментом $M_в$ и устанавливается ток возбуждения, при котором генерируется необходимая реактивная мощность.

59-5. РАБОТА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В АСИНХРОННОМ РЕЖИМЕ И РЕСИНХРОНИЗАЦИЯ

Демпферную обмотку на роторе имеют почти все синхронные машины (в особенности крупные). Возможные исполнения демпферной обмотки рассматриваются в § 51-3.

В явнополюсных машинах с массивными стальными полюсами демпферный эффект создается вихревыми токами в наконечниках полюсов. Как мы видели, синхронные двигатели (и синхронные компенсаторы) снабжаются демпферной обмоткой того или иного исполнения, предназначенной для их асинхронного

пуска. После завершения пуска и втягивания в синхронизм токи в этой обмотке в установившемся режиме отсутствуют.

Однако при любых переходных процессах, связанных с изменением напряжения, тока возбуждения или внешнего момента, изменяется потокосцепление с демпферной обмоткой и в ней появляются индуктированные токи, которые способствуют более благоприятному протеканию переходных процессов. Поэтому демпферная обмотка имеется не только в двигателях, но и во всех крупных генераторах. Это придает синхронным машинам ряд ценных свойств, из числа которых важнейшим является способность работать не только в синхронном режиме, но и в асинхронном режиме в случае выпадения из синхронизма. Существенно также и то, что асинхронный момент возникает и при кратковременных отклонениях угловой скорости ротора от синхронной, например при переходе к новому режиму, сопровождающемуся изменением угла θ_0. При этом появление асинхронного момента способствует более плавному переходу к новому режиму (см. § 60-1), в котором снова восстанавливается синхронное движение ротора.

Причиной выпадения из синхронизма может явиться снижение напряжения в сети, уменьшение тока возбуждения или резкое увеличение внешнего момента. Выпадение из синхронизма произойдет в том случае, если внешний момент превзойдет максимальный синхронный момент $M_{c\,max}$. После выпадения из синхронизма угловая скорость ротора под действием внешнего момента становится больше синхронной, если машина работала до этого генератором, или меньше синхронной, если она работала двигателем.

По мере отклонения скорости ротора от скорости поля скольжение возрастает, постепенно увеличивается асинхронный электромагнитный момент и при некотором скольжении s внешний момент может быть уравновешен асинхронным электромагнитным моментом.

Возможность работы синхронной машины после выпадения из синхронизма в асинхронном режиме определяется характеристикой асинхронного момента машины, которая может быть приближенно рассчитана по (59-7). Максимальный момент в асинхронном режиме $M_{a\,max}$ в относительных единицах (см. § 43-3)

$$M_{*a\,max} = \frac{M_{a\,max}}{M_б} \approx \frac{U_{c*}^2}{2X_{*к}} \approx 1{,}5 \div 3{,}0,$$

где $M_б = S_н/\Omega_c$ — единичный момент в синхронном режиме;

$X_{*к} \approx (X''_{*d} + X''_{*q})/2 = 0{,}15 \div 0{,}3$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания при $s = 1$.

Максимальный асинхронный момент в 2—3,5 раза превышает внешний момент в номинальном синхронном режиме

$$M_{*в} = \frac{M_в}{M_б} = P_{*н} \approx \cos\varphi_н = 0{,}8 \div 0{,}9.$$

Поэтому даже при пониженных напряжениях в сети ($U_{*c} < 1$) во многих случаях $M_{*a\,max} > M_{*в}$, и после выпадения из синхронизма устанавливается асинхронный режим при небольших скольжениях s в диапазоне $0 < s < s_{max}$, где $s_{max} = R'_{*2}/X_{*к}$ — скольжение, соответствующее $M_{a\,max}$ (по рис. 59-5). При малых скольжениях $s < s_{max} \ll 1$ формула для асинхронного момента (59-7) существенно упрощается

$$M_a = m_a s, \qquad (59\text{-}8)$$

где $m_a = mU_c^2/\Omega_c R'_2$ — постоянный коэффициент, и асинхронный момент оказывается пропорциональным скольжению. Считая $M_a = M_в$, из (59-8) нетрудно найти скольжение s, при котором устанавливается асинхронный режим

$$s = \frac{M_в}{m_a} = \frac{R'_{*2}\cos\varphi_н}{U_{*c}^2}.$$

Это скольжение очень невелико и в крупных машинах составляет несколько тысячных. Таким образом, после выпадения из синхронизма синхронная машина

во многих случаях может перейти в асинхронный режим. Возникает вопрос, нужно ли сохранять этот режим и насколько длительно он может продолжаться?

1. Первое, что следует сделать после перехода в асинхронный режим, — это снять возбуждение, отключив АГП и замкнув обмотку возбуждения на гасительное сопротивление. При этом исчезает знакопеременный синхронный момент, вызывающий колебания угловой скорости и токов в обмотке якоря. После отключения тока возбуждения устанавливается асинхронный режим со скольжением s, в котором сохраняется прежняя активная мощность P. Однако реактивная мощность в сеть не генерируется, а, наоборот, потребляется из сети (реактивная составляющая тока отстает, как в асинхронной машине, от напряжения в сети).

2. Допустимая длительность асинхронного режима зависит от потерь, выделяющихся в короткозамкнутых контурах ротора:

$$P_{э2} = sP_{эм} \approx sP.$$

Она должна быть оценена заранее проведенными тепловыми расчетами. Длительная работа в асинхронном режиме обычно возможна при несколько сниженной мощности (например, в турбогенераторах до 50—70% $P_н$). Имея в виду, что в асинхронном режиме машина не генерирует в систему реактивную мощность, после устранения неисправностей, приведших к выпадению из синхронизма, машина должна быть снова переведена в синхронный режим. Процесс перевода из асинхронного режима в синхронный называется ресинхронизацией.

Процесс ресинхронизации аналогичен самосинхронизации. Если скольжение в асинхронном режиме существенно меньше, чем скольжение s_0 по (59-5), при котором возможно втягивание в синхронизм, то ресинхронизация может быть осуществлена без предварительной разгрузки машины, т. е. уменьшения момента $M_в$. Для этого достаточно включить АГП, присоединив обмотку возбуждения к возбудителю, после чего (в процессе нарастания тока возбуждения) ротор втянется в синхронизм. Если скольжение s в асинхронном режиме больше s_0, то нужно машину предварительно несколько разгрузить, уменьшив $M_в$, а затем включить АГП для ресинхронизации.

ГЛАВА ШЕСТИДЕСЯТАЯ

КОЛЕБАНИЯ СИНХРОННЫХ МАШИН ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ

60-1. СВОБОДНЫЕ КОЛЕБАНИЯ РОТОРА ПОСЛЕ ВНЕЗАПНОГО ИЗМЕНЕНИЯ ВНЕШНЕГО МОМЕНТА

Каждому установившемуся синхронному режиму при параллельной работе с системой соответствует вполне определенное угловое положение ротора по отношению к вращающемуся полю. Это положение ротора принято характеризовать углом θ, совпадающим с углом между потокосцеплениями $\dot{\Psi}_{fm}$ и $\dot{\Psi}_{Um}$ (см. рис. 59-2).

Если напряжение $U_с$ и ток возбуждения I_f остаются неизменными, то каждому внешнему моменту $M_в$ соответствует вполне определенный угол θ на угловой характеристике машины (см. § 58-6). Изменение величин, от которых зависит угол θ, приводит к изменению положения ротора относительно вращающегося поля, т. е. угла θ_0. Новое значение угла θ устанавливается после переходного процесса, который носит обычно колебательный характер, причем колебания угла относительно нового значения угла θ сопровождаются колебаниями угловой скорости ротора, тока якоря, электромагнитного момента, активной и реактивной мощностей.

Ограничимся анализом малых колебаний ротора, при которых отклонения $\alpha = \Delta\theta$ угла θ относительно начального значения θ_0 настолько малы, что $\sin\alpha \approx \alpha = \theta - \theta_0$. Предположим, что вначале (при $t < 0$) машина работала в режиме генератора при напряжении $U_с$, внешнем моменте $M_{в0}$, уравновешенном

электромагнитным моментом $M_0 = M_{в0}$, синхронной угловой скорости ротора ω_c, угле $\theta = \theta_0$ и токе [1] в якоре

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{E}_f - \dot{U}}{jX_1}.$$

На диаграмме рис. 60-1 положение ротора и комплексов всех перечисленных величин при $t \leq 0$ показано сплошными линиями, на угловой характеристике начальный режим соответствует точке *1*. При $t = 0$ внешний момент скачкообразно возрастает на $\Delta M_в$ и остается равным $M_в = M_{в0} + \Delta M_в$. Это приводит к нарушению равновесия моментов $M_в - M_0 = \Delta M_в$ и угловая скорость ротора будет возрастать с ускорением $\left(\frac{d\Omega}{dt}\right)_0 = \frac{\Delta M_в}{J}$, где J — момент инерции вращающихся частей машины.

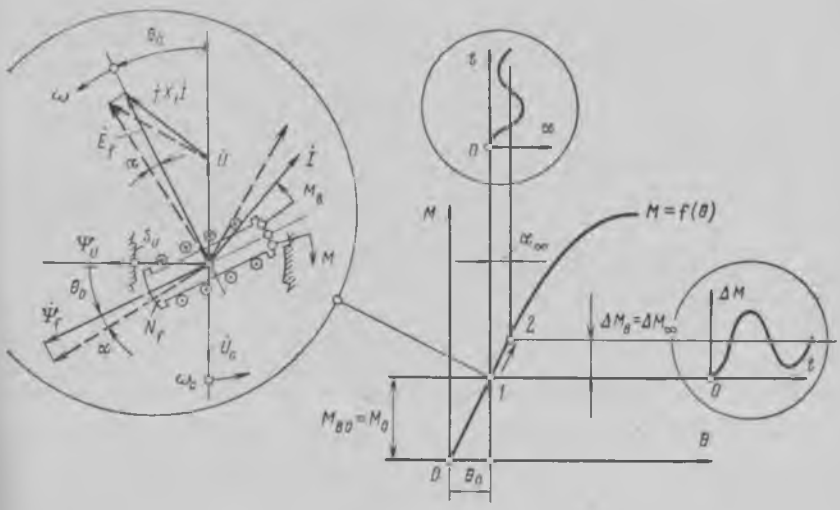


Рис. 60-1. Физическая картина переходного процесса после малого изменения внешнего момента $M_в$.

Увеличение скорости ротора (с постепенно уменьшающимся ускорением) и нарастание угла $\theta = \theta_0 + \alpha$ будет продолжаться до тех пор, пока возрастающий электромагнитный момент $M = M_0 + \Delta M$ не уравновесит в точке *2* угловой характеристики (рис. 60-1) внешний момент $M = M_{в0} + \Delta M_в$. Однако, несмотря на равновесие моментов, режим в точке *2* при угле $\theta = \theta_0 + \alpha_\infty$ сразу не установится, поскольку скорость ротора ω превышает синхронную скорость ω_c, с которой вращаются напряжение $\dot{U} = -\dot{U}_c$ и результирующее поле $\dot{\Psi}_U$ (рис. 60-2). Угол $\theta = \theta_0 + \alpha$ будет продолжать увеличиваться ($\alpha > \alpha_\infty$), но при этом $\Delta M > \Delta M_в$ и на ротор будет действовать тормозящий момент $\Delta M - \Delta M_в$, ускорение будет отрицательным

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{\Delta M_в - \Delta M}{J} < 0$$

и угловая скорость ротора будет постепенно замедляться, пока снова не сделается равной синхронной ($\omega = \omega_c$). Но и здесь режим не устанавливается, поскольку $\alpha > \alpha_\infty$, т. е. электромагнитный момент больше внешнего момента ($\Delta M > \Delta M_в$),

[1] Формула для тока записана для случая неявнополюсного исполнения ротора.

имеется отрицательное ускорение и угловая скорость продолжает уменьшаться (рис. 60-2). Таким образом, возникают показанные на рис. 60-1 и 60-2 колебания угла $\theta = \theta_0 + \alpha$, которые сопровождаются колебаниями электромагнитного момента M, углового ускорения $d\omega/dt$ и угловой скорости ω. (Графики изменения угла α и момента ΔM в функции времени t даны на рисунке в виде выносок, обведенных кружками). При этих колебаниях происходит преобразование кинетической энергии вращающегося ротора в энергию магнитного поля или обратное преобразование, и если этот процесс происходит без потерь энергии, колебания не затухают. Если имеются потери энергии в виде электрических потерь от токов, индуктированных в контурах ротора при его перемещении в магнитном поле, то колебания постепенно затухают, как показано на рис. 60-2.

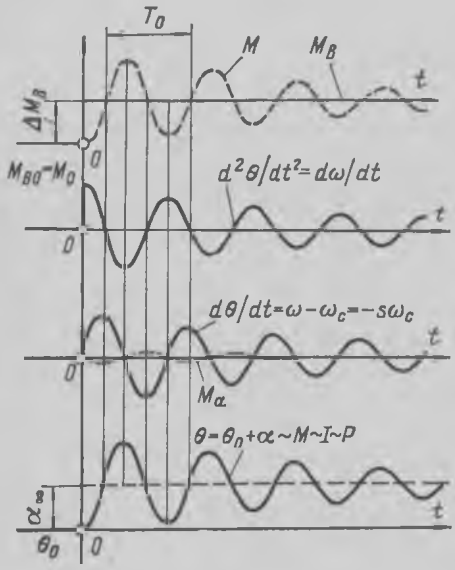


Рис. 60-2. Колебания угла θ, скольжения s, ускорения ротора $\frac{d\omega}{dt}$, электромагнитного момента M, тока I и мощности P после малого изменения внешнего момента $M_в$.

Для математического описания движения ротора при колебаниях выразим все необходимые величины через начальный угол ротора θ_0 и малое отклонение угла $\Delta\theta = \alpha$.

1. Угол θ между ЭДС возбуждения $\dot{E}_f$, перемещающейся в модели со скоростью ротора ω, и напряжением $\dot{U} = -\dot{U}_c$, перемещающимся с синхронной скоростью $\omega_c = 2\pi f_c$, совпадает (см. рис. 60-1) с углом между продольной осью ротора (или потокосцеплением $\dot{\Psi}_{fm}$) и осью результирующего поля (или потокосцеплением $\dot{\Psi}_{Um}$) $\theta = \theta_0 + \Delta\theta = \theta_0 + \alpha$. Угол θ может пониматься так же, как угол между разнополярными магнитными полюсами S_U и N_f (см. рис. 60-1), представляющими собой соответственно результирующее поле $\dot{\Psi}_{Um}$ и поле возбуждения $\dot{\Psi}_{fm}$.

2. Электрическая угловая скорость ротора (или угловая скорость ротора одноперiодной модели) складывается из синхронной угловой скорости ω_c и дополнительной угловой скорости, связанной с отклонением от начального угла θ_0,

$$\omega = \omega_c + \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + \frac{d\alpha}{dt}.$$

Угловая скорость ротора

$$\Omega = \frac{\omega}{p} = \Omega_c + \frac{d\alpha}{pdt}.$$

3. Скольжение ротора относительно результирующего поля

$$s = \frac{\Omega_c - \Omega}{\Omega_c} = -\frac{d\alpha}{\omega_c dt}.$$

4. Ускорение ротора

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{d^2\alpha}{pdt^2}.$$

5. Синхронный электромагнитный момент, действующий на ротор при угле $\theta = \theta_0 + \alpha$ (см. рис. 60-1),

$$M = M_0 + \Delta M = M_0 + m_c \alpha,$$

где $M_0 = f(\theta_0)$ — момент при $\theta = \theta_0$ по угловой характеристике;

$m_c = \left(\frac{\partial M}{\partial \theta}\right)_{\theta = \theta_0}$ — удельный синхронизирующий момент при $\theta = \theta_0$ (см. § 58-7).

В неявнополюсной машине:

$$M_0 = \frac{mUE_f}{X_1 \Omega_c} \sin \theta_0;$$

$$m_c = \frac{mUE_f}{X_1 \Omega_c} \cos \theta_0.$$

6. Асинхронный электромагнитный момент от взаимодействия токов, индуктированных в демпферной обмотке и обмотке возбуждения, с результирующим полем может быть найден при малых скольжениях по (59-8)

$$M_a = m_a s = -D \frac{d\alpha}{dt},$$

где $m_a = mU^2/\Omega_c R_2'$; $D = m_a/\omega_c$ — коэффициент демпфирования, обратно пропорциональный приведенному сопротивлению роторных контуров R_2'.

Асинхронный электромагнитный момент считается положительным, когда он направлен в сторону вращения ротора. После этих замечаний может быть составлено уравнение движения ротора для малых колебаний ротора после внезапного изменения внешнего момента на $\Delta M_в$

$$M_в - M + M_a = J \frac{d\Omega}{dt}.$$

Выразив вращающие моменты через угол α и его производные $d\alpha/dt$ и $d^2\alpha/dt^2$, получим линейное неоднородное дифференциальное уравнение второго порядка с постоянными коэффициентами

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{Dp}{J} \cdot \frac{d\alpha}{dt} + \frac{m_c p}{J} \alpha = \frac{p}{J} \Delta M_в, \qquad (60\text{-}1)$$

из которого может быть найден угол α. Решение (60-1) представляется в виде суммы решений двух уравнений: общего решения однородного уравнения

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{Dp}{J} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{m_c p}{J} \alpha = 0$$

и частного решения (60-1) для установившегося режима, т. е. при $t = \infty$.

Общее решение однородного уравнения представляется в виде

$$\alpha = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t},$$

где C_1, C_2 — постоянные, определяемые из начальных условий;

r_1, r_2 — корни характеристического уравнения

$$r^2 + \frac{Dp}{J} r + \frac{m_c p}{J} = 0,$$

равные

$$r_{1,2} = -\frac{Dp}{2J} \pm \sqrt{\left(\frac{Dp}{2J}\right)^2 - \frac{m_c p}{J}}.$$

В случае малого демпфирования колебаний, т. е. при

$$\left(\frac{Dp}{2J}\right)^2 \ll \frac{m_c p}{J},$$

когда асинхронные моменты много меньше синхронных, корни уравнения являются сопряженными комплексными числами $r_{1,2} = -\beta_D \pm j\omega_0$, действительная часть

которых $\beta_D = Dp/2J$ представляет собой коэффициент затухания колебаний, а коэффициент при мнимой части $\omega_0 = \sqrt{\frac{m_c p}{J}}$ — угловую частоту свободных колебаний ротора в магнитном поле. При таких корнях общее решение однородного уравнения может быть записано проще

$$\alpha = C_0 e^{-\beta_D} \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где C_0, φ_0 — постоянные, подлежащие определению.

Частное решение (60-1) для установившегося режима, т. е. при $t = \infty$, когда $d\alpha/dt = 0$ и $d^2\alpha/dt^2 = 0$, представляет собой установившееся приращение угла

$$\underset{(t=\infty)}{\alpha} = \alpha_\infty = \frac{\Delta M_\text{п}}{m_c}.$$

Полное решение неоднородного уравнения (60-1) складывается из найденных выше двух решений

$$\alpha = C_0 e^{-\beta_D t} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \alpha_\infty.$$

Постоянные C_0 и φ_0 в этом уравнении определяются, исходя из начальных условий:

1) при $t = 0$ $\omega = \omega_c$, $s = 0$ и, следовательно, $d\alpha/dt = 0$. Кроме того, при малом демпфировании $\beta_D < \omega_0$ и

$$\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_{t=0} \approx \left[-C_0\omega_0 e^{-\beta_D t} \sin(\omega_0 t + \varphi_0)\right]_{t=0} = 0,$$

откуда $\varphi_0 = 0$;

2) при $t = 0$ $\theta = \theta_0$ и $\alpha = 0$. Учитывая, что $\varphi_0 = 0$, получаем $\alpha = C_0 \cos\varphi_0 + \alpha_\infty = C_0 + \alpha_\infty = 0$, откуда $C_0 = -\alpha_\infty$.

Окончательно для отклонений угла θ при свободных колебаниях получим следующее уравнение:

$$\alpha = \alpha_\infty\left(1 - e^{-\beta_D t} \cos\omega_0 t\right).$$

Колебания угла $\theta = \theta_0 + \alpha$ показаны на рис. 60-2, там же приведены кривые изменения $\frac{d\theta}{dt}$ и $\frac{d^2\theta}{dt^2}$. Из уравнения для α видно, что ротор колеблется в результирующем магнитном поле около своего установившегося положения $\theta = \theta_0 + \alpha_\infty$. При малом демпфировании свободные колебания происходят с угловой частотой

$$\omega = \frac{2\pi}{T_0} = \sqrt{\frac{m_c p}{J}}, \qquad (60\text{-}2)$$

с увеличением момента инерции и уменьшением удельного синхронизирующего момента частота этих колебаний падает. В крупных синхронных машинах период колебаний T_0 составляет от долей секунды до нескольких секунд. Наибольшая частота колебаний наблюдается при холостом ходе, когда $\theta_0 = 0$ и $m_c = m_{c\,max}$, с ростом нагрузки частота падает и при приближении к пределу статической устойчивости, когда $\theta_0 \to \theta_{max}$, $m_c \to 0$ и частота стремится к нулю.

В начале процесса амплитуда колебаний угла равна $\alpha_\infty = \Delta M_\text{п}/m_c$, затем она постепенно уменьшается с коэффициентом затухания $\beta_D = Dp/2J$ и постоянной времени затухания

$$T_D = \frac{1}{\beta_D} = \frac{2J}{Dp},$$

через время T_D она уменьшается в e раз, через $2T_D$ в e^2 раз и т. д.

Колебания угла θ сопровождаются колебаниями момента с начальной амплитудой $\Delta M_0 = m_c \alpha_\infty$ и активной мощности с начальной амплитудой $\Delta P_0 = \Omega_c \Delta M_0 = \Omega_c m_c \alpha_\infty$. Как видно из диаграммы рис. 60-1, изменения положения ротора сопровождаются колебаниями действующего значения и фазы тока. Из треугольника напряжений E_f, U и $jX_1\dot{I}$ легко выразить $X_1 I$ через E_f, U и угол θ и найти действующее значение тока

$$I = \frac{\sqrt{E_f^2 + U^2 - 2UE_f \cos\theta}}{X_1},$$

приращение действующего значения тока

$$\Delta I = \left(\frac{\partial I}{\partial \theta}\right)_{\theta=\theta_0} \Delta\theta = \left(\frac{\partial I}{\partial \theta}\right)_{\theta=\theta_0} \alpha = \frac{E_f U \sin\theta_0}{X_1 \sqrt{E_f^2 + U^2 - 2UE_f \cos\theta_0}} \alpha$$

и начальную амплитуду колебаний действующего тока

$$\Delta I_0 = \left(\frac{\partial I}{\partial \theta}\right)_{\theta=\theta_0} \alpha_\infty.$$

При больших коэффициентах демпфирования, когда

$$\left(\frac{Dp}{2J}\right)^2 > \frac{m_c p}{J},$$

корни характеристического уравнения получаются действительными и новый режим при угле $\theta_\infty = \theta_0 + \alpha_\infty$ устанавливается апериодически.

60-2. ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ РОТОРА

В случае, когда синхронный генератор приводится в движение поршневым двигателем, внешний момент содержит кроме постоянной составляющей несколько гармонических составляющих

$$M_в = M_{в0} + \sum_{\nu=1}^{\infty} M_{в\nu} \cos \omega_\nu t,$$

где $M_{в\nu}$ — амплитуда ν-й составляющей внешнего момента;
ω_ν — ее угловая частота.

Предположим, что постоянной составляющей $M_{в0}$ соответствует угол θ_0 по угловой характеристике (см. рис. 60-1). Тогда под действием ν-й гармонической составляющей момента возникнут колебания угла θ относительно его среднего значения θ_0. Если $M_{в\nu} \ll M_{в0}$, то угол θ можно представить в виде $\theta = \theta_0 + \alpha$, где α — малое приращение угла под действием ν составляющей момента.

Приращение угла α можно найти из уравнения движения ротора, составленного по аналогии с (60-1):

$$\frac{d^2\alpha}{dt^2} + \frac{Dp}{J}\frac{d\alpha}{dt} + \frac{m_c p}{J}\alpha = \frac{p}{J} M_{в\nu} \cos \omega_\nu t.$$

Частное решение этого уравнения относительно α для квазиустановившегося режима (при $t = \infty$) представляется в виде

$$\alpha = \alpha_{max} \cos(\omega_\nu t - \varphi_\nu), \qquad (60\text{-}3)$$

где $\alpha_{max} = \dfrac{M_{в\nu}}{\omega_\nu \sqrt{D^2 + \left(\dfrac{\omega_\nu J}{p} - \dfrac{m_c}{\omega_\nu}\right)^2}}$ — амплитуда ν-й гармонической колебаний угла θ;

$\varphi_\nu = \operatorname{arctg} \dfrac{\dfrac{\omega_\nu J}{p} - \dfrac{m_c}{\omega_\nu}}{D}$ — фаза ν-й гармонической колебаний угла.

Рассмотрим сначала колебания ротора при работе генератора на изолированную нагрузку (по схеме рис. 58-5). В этом случае под действием ν-й гармонической момента ротор будет колебаться относительно угловой синхронной скорости $\omega_c = \Omega_c p$, под которой следует понимать среднюю угловую скорость ротора. Поскольку частота напряжения на нагрузке U совпадает с частотой ЭДС E_f, равной ω, угол θ между $\dot{E}_f$ и $\dot{U}$ и синхронный электромагнитный момент M не претерпевают изменений. Синхронный электромагнитный момент уравновешивает постоянную составляющую внешнего момента ($M = M_{в0}$). При отклонении оси ротора на угол α от оси, вращающейся с синхронной скоростью, приращения электромагнитного момента не происходит, $\Delta M = f(\alpha) = 0$, что формально дает право считать удельный синхронизирующий момент в общем выражении для приращения момента равным нулю, $m_c = 0$.

Полагая одновременно с целью упрощения, что демпфирование мало, т. е. $D = 0$, и обращаясь к (60-3), находим отклонение угла при работе генератора на изолированную нагрузку под действием ν-й гармонической момента

$$\alpha = \alpha_{0\,max} \cos(\omega_\nu t - \varphi_\nu), \tag{60-4}$$

где $\alpha_{0\,max} = M_{в\nu} p/\omega_\nu^2 J$ — амплитуда ν-й гармонической колебаний угла при работе на изолированную нагрузку;

$\varphi_\nu = \pm\pi/2$ — фаза колебаний.

Имея в виду, что электрическая угловая скорость ротора равна $\omega = \omega_c + d\alpha/dt$, нетрудно найти неравномерность угловой скорости

$$\xi = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_c} = \frac{2\left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_{max}}{\omega_c} = \frac{2M_{в\nu}p}{\omega_\nu \omega_c J},$$

где $\omega_{max} = \omega_c + \left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_{max}$; $\omega_{min} = \omega_c - \left(\frac{d\alpha}{dt}\right)_{max}$.

При работе генератора на осветительную нагрузку момент инерции его ротора должен быть выбран таким образом, чтобы $\xi < 0{,}01 \div 0{,}005$. Если это условие не будет выполнено, мерцание света ламп будет вызывать неприятные ощущения.

При параллельной работе с системой по схеме рис. 58-6 ($U_c = \text{const}$, $f_c = \text{const}$) амплитуда ν-й гармонической колебаний угла зависит от удельного синхронизирующего момента $m_c \neq 0$. При малом демпфировании, когда $D = 0$, ее выражение (60-3) может быть представлено в виде

$$\alpha_{max} = \left| \frac{\alpha_{0\,max}}{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_\nu}\right)^2} \right|, \tag{60-5}$$

где ω_0 — угловая частота свободных колебаний ротора при параллельной работе с углом $\theta = \theta_0$ по (60-2);

α_{0max} — амплитуда ν-й гармонической колебаний угла при работе на изолированную нагрузку в том же режиме.

Как видно из (60-5) и (60-4), отношение амплитуды ν-й гармонической колебаний угла при параллельной работе с системой к той же амплитуде при работе генератора на изолированную нагрузку, называемое модулем резонанса для ν-й гармонической

$$\zeta_\nu = \frac{\alpha_{max}}{\alpha_{0max}} = \left| \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_\nu}\right)^2} \right|, \tag{60-6}$$

существенно зависит от соотношения угловых частот собственных колебаний ротора ω_0 и ν-й гармонической внешнего момента ω_ν (рис. 60-3).

При очень большой частоте колебаний внешнего момента, когда $\omega_0/\omega_\nu \ll 1$, амплитуда колебаний угла при параллельной работе $\alpha_{max} = \zeta_\nu \alpha_{0max} \approx \alpha_{0max}$ получается такой же, как при работе на изолированную нагрузку (в этом случае

движение ротора определяется главным образом его инерционностью, а роль синхронизирующего момента невелика

$$m_c\alpha \ll \frac{J}{p}\left(\frac{d^2\alpha}{dt^2}\right).$$

Наоборот, при очень малой частоте колебаний момента, когда $\omega_0/\omega_\nu \gg 1$, амплитуда колебаний угла при параллельной работе $\alpha_{max} = \left(\frac{\omega_\nu}{\omega_c}\right)^2 \alpha_{0\,max}$ оказывается во много раз меньшей, чем при работе на изолированную нагрузку (в этом случае инерционность ротора не играет никакой роли $\frac{J}{p}\left(\frac{d^2\alpha}{dt^2}\right) \ll m_c\alpha$, и амплитуда колебаний угла, как легко проверить, зависит лишь от амплитуды внешнего момента, т. е.

$$\alpha_{max} = \frac{\omega_\nu^2}{\omega_0^2}\alpha_{0max} = \frac{M_{в\nu}}{m_c} = \alpha_{c\nu}.$$

И наконец, при совпадении частоты колебаний момента с частотой собственных колебаний ротора $\omega_\nu = \omega_0$ возникает резонанс вынужденных и собственных колебаний $\alpha_{max} = \infty$, что делает параллельную работу при отсутствии демпфирования колебаний, т. е. при $D = 0$, невозможной. Если учесть демпфирующее действие роторных контуров и считать $D > 0$, то амплитуды колебаний углов снизятся и сделаются конечными даже в области резонанса (см. рис. 60-3).

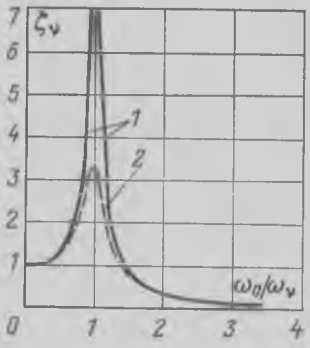


Рис. 60-3. Зависимость модуля резонанса $\zeta_\nu = \alpha_{max}/\alpha_{0max}$ от отношения ω_0/ω_ν.

1 — при $D = 0$; *2* — при $D = \frac{1}{3}\sqrt{\frac{Jm_c}{p}} > 0$.

Вынужденные колебания угла при параллельной работе сопровождаются колебаниями тока якоря (см. выше); при колебаниях ротора в его контурах индуктируются переменные токи. Это приводит к увеличению потерь в машине, снижению КПД и увеличению ее нагревания. Для ослабления этих нежелательных эффектов нужно по возможности уменьшать амплитуды колебаний угла. Поскольку ω_ν для каждого поршневого двигателя вполне определено, удаление из области резонанса достигается изменением частоты собственных колебаний ω_0 за счет увеличения или уменьшения момента инерции. Модуль резонанса $\zeta_\nu \leqslant 3$ удается получить, если $\omega_0 \geqslant 1{,}15\omega_\nu$ или $\omega_0 \leqslant 0{,}82\omega_\nu$. Дальнейшее уменьшение амплитуды колебаний обеспечивается за счет уменьшения активного сопротивления демпферной обмотки, которое приводит к увеличению коэффициента демпфирования. Аналогичные вынужденные колебания ротора возникают в синхронных двигателях, приводящих в движение поршневые насосы. Для уменьшения амплитуды этих колебаний используются те же средства.

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ПЕРВАЯ

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННЫХ МАШИН

61-1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

Несимметричные режимы часто встречаются при эксплуатации синхронных машин. Они могут быть связаны как с внутренними повреждениями, которые приводят к искажению симметрии самой обмотки якоря машины, так и с несимметрией внешней нагрузки или электрической системы, к которым присоединена машина.

В этом параграфе мы ограничимся рассмотрением установившихся несимметричных режимов, связанных только с несимметрией электрической схемы, к которой присоединена машина. Во всех случаях предполагается, что трехфазная обмотка якоря машины вполне симметрична. Если нет особых оговорок, считается, что она соединена в звезду.

При работе на автономную нагрузку несимметрия токов возникает из-за различия в сопротивлениях нагрузки фаз генератора. К этому же виду несимметрии относятся различные несимметричные внешние короткие замыкания (двухфазное, однофазное и др.), при которых сопротивление между накоротко замкнутыми точками становится равным нулю.

При параллельной работе неодинаковые токи в фазах синхронной машины появляются из-за несимметрии напряжений в системе, которая может возникнуть или из-за неодинакового распределения нагрузки между фазами, или вследствие различных несимметричных повреждений в элементах системы (линиях передачи, трансформаторах и др.).

Несимметричные режимы анализируются в синхронной машине с помощью метода симметричных составляющих. В общем случае, когда обмотка якоря соединена в звезду с выведенной нулевой точкой, токи в обмотке якоря содержат все три системы симметричных составляющих: прямую, обратную и нулевую.

61-2. СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТКИ ЯКОРЯ ДЛЯ ТОКОВ ПРЯМОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Система токов прямой последовательности в фазах обмотки якоря ($\dot{I}_1 = \dot{I}_{A1}$; $\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{A1}a^2$, $\dot{I}_{C1} = \dot{I}_{A1}a$) образует основную гармоническую МДС $\dot{F}_{am} = F_{1m}$, вращающуюся со скоростью $\Omega_1 = 2\pi f/p$ в направлении прямого чередования фаз ($A \to B \to C$).

В синхронном установившемся режиме эта МДС неподвижна относительно ротора (см. § 54-1) и может быть разложена на две составляющие, направленные по осям d и q:

$$F_{1dm} = F_{1m}\sin\beta; \quad F_{1qm} = F_{1m}\cos\beta,$$

где β — угол между F_{1m} и направлением $-q$.

Продольная составляющая МДС F_{1dm} образуется системой продольных токов прямой последовательности

$$\dot{I}_{A1d} = I_{A1}\sin\beta e^{-j(\pi/2-\beta)};$$
$$\dot{I}_{B1d} = \dot{I}_{A1d}\underline{a}^2, \quad \dot{I}_{C1d} = I_{A1d}\underline{a};$$

поперечная МДС $\dot{F}_{1qm}$ образуется системой поперечных токов прямой последовательности

$$\dot{I}_{A1q} = \dot{I}_{A1}\cos\beta e^{j\beta}, \quad \dot{I}_{B1q} = \dot{I}_{A1q}\underline{a}^2, \quad \dot{I}_{C1q} = I_{A1q}\underline{a}.$$

Как было выяснено выше, синхронное поле, образованное токами прямой последовательности, зависит только от размеров магнитопроводов статора и ротора и от угла β (см. рис. 54-2).

Сопротивление обмотки якоря для продольных токов прямой последовательности содержит активное сопротивление проводников фазы и индуктивное сопротивление по продольной оси, связанное с полем рассеяния и полем взаимной индукции по оси d

$$\underline{Z}_{1d} = R + jX_d,$$

где $X_d = X_\sigma + X_{ad}$.

Сопротивление для поперечных токов прямой последовательности соответственно

$$\underline{Z}_{1q} = R + jX_q,$$

где $X_q = X_\sigma + X_{aq}$.

Полное сопротивление якоря для токов прямой последовательности в общем случае (см. § 54-5) зависит от угла β

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1, \qquad (61\text{-}1)$$

где $R_1 = R + R_a$; $X_1 = X_\sigma + X_a$; $X_a = X_{aq}\cos^2\beta + X_{ad}\sin^2\beta$;

$$R_a = 0{,}5\,(X_{ad} - X_{aq})\sin 2\beta.$$

В неявнополюсной машине, имеющей $X_{ad} = X_{aq} = X_a$ и $R_a = 0$, полное сопротивление

$$\underline{Z}_1 = R + jX_1,$$

где $X_1 = X_\sigma + X_a$.

61-3. СОПРОТИВЛЕНИЕ ОБМОТКИ ЯКОРЯ ДЛЯ ТОКОВ ОБРАТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Система токов обратной последовательности в фазах обмотки якоря ($\dot{I}_2 = \dot{I}_{A2}$; $\dot{I}_{B2} = \dot{I}_{a2}a$; $\dot{I}_{C2} = \dot{I}_{A2}a^2$) образует основную гармоническую МДС F_{2m}, вращающуюся с угловой скоростью $\Omega_2 = 2\pi f/p = -\Omega_1$ в направлении обратного чередования фаз ($A \to C \to B$). Если ротор синхронной машины магнитно и электрически симметричен, как многофазный ($m_2 \geqslant 2$) короткозамкнутый ротор асинхронной машины, то сопротивление обмотки якоря для токов обратной последовательности можно определить с помощью схемы замещения асинхронной машины по рис. 42-3. Поскольку в синхронном режиме скольжение ротора s_1 по отношению к токам прямой последовательности равно нулю, при расчете сопротивления схемы для токов обратной последовательности нужно считать скольжение ротора по отношению к их полю $s_2 = 2 - s = 2$ (в этом нетрудно убедиться и непосредственно, так как $s_2 = \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{\Omega_2} = \frac{\Omega_2 + \Omega_2}{\Omega_2} = 2$).

Считая, что ротор неявнополюсный, обмотка возбуждения разомкнута, демпферная обмотка выполнена в виде равношаговой электрически симметричной короткозамкнутой обмотки, и вводя в схему по рис. 42-3 обозначения, принятые для синхронных машин ($R_1 = R$ — активное сопротивление проводников фазы якоря; $X_1 = X_\sigma$ — индуктивное сопротивление рассеяния якоря; $Z_0 = R_0 + jX_0 \approx jX_a$ — главное индуктивное сопротивление якоря; $R'_2 = R'_к$ — активное сопротивление демпферной обмотки, приведенное к обмотке якоря; $X'_2 = X'_к$ — индуктивное сопротивление рассеяния демпферной обмотки, приведенное к обмотке якоря), получаем следующую формулу для сопротивления обратной последовательности:

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = (R + jX_\sigma) + \frac{1}{\frac{1}{jX_a} + \frac{1}{0{,}5R'_к + jX'_к}}.$$

Приближенно, если $X_a > X'_к > 0{,}5R'_к$, то

$$R_2 = R + 0{,}5R'_к > R, \quad X_2 = X_\sigma + X'_к \ll X_1.$$

Как видно из этих формул, индуктивное сопротивление якоря для токов обратной последовательности значительно меньше, чем для токов прямой последовательности. Это связано с тем, что поле токов обратной последовательности ослабляется индуктированными в демпферной обмотке токами. Токи в демпферной обмотке препятствуют проникновению магнитного поля в магнитопровод ротора, обладающий небольшим сопротивлением, и вытесняют поле за пределы контуров демпферной обмотки, где оно встречает большие сопротивления немагнитных промежутков. Поскольку через эти же немагнитные промежутки замыкается поле рассеяния демпферной обмотки, которому соответствует параметр $X'_к$, сопротивление обратной последовательности оказывается равным сумме сопротивлений X_σ и $X'_к$.

Наоборот, активное сопротивление обратной последовательности больше сопротивления для токов прямой последовательности, так как оно соответствует не только мощности электрических потерь в обмотке якоря $P_э = mRI_2^2$, но и электромагнитной мощности, передаваемой на ротор $P_{эм} \approx (mR'_к/s)I_2^2$, которая должна быть рассчитана для тормозного режима при $s = 2$ (потери в обмотке ротора $P_{э2} = mR'_к I_2^2$ покрываются за счет мощности $P_{эм}$, поступающей со стороны статора, и равной ей механической мощности

$$|P_{мех}| = mR'_к I_2^2 \left|\frac{1-s}{s}\right| = P_{эм},$$

поступающей со стороны ротора).

При явнополюсном роторе с замкнутой накоротко одноосной обмоткой возбуждения и неравношаговой демпферной обмоткой имеется как магнитная, так и электрическая несимметрия, проявляющаяся в том, что параметры по продольной и поперечной осям ротора

оказываются различными. Вследствие магнитной несимметрии явнополюсного ротора различны главные сопротивления якоря по продольной и поперечной осям $X_{ad} \neq X_{aq}$. Вследствие электрической несимметрии неодинаковыми оказываются индуктивные сопротивления рассеяния и активные сопротивления демпферной обмотки (ОД) по продольной и поперечной осям (т. е. сопротивления ОД для токов, индуктированных изменяющимися продольными и поперечными полями) $X'_{кd} \neq X'_{кq}$, $R'_{кd} \neq R'_{кq}$. В дополнение к этому электрическая несимметрия увеличивается еще из-за того, что обмотка возбуждения оказывает влияние только на продольное поле (чем меньше ее индуктивное сопротивление рассеяния $X'_{f\sigma}$ и активное сопротивление R'_f, тем это влияние сильнее) [1]. Для определения поля от токов обратной последовательности и сопротивления обмотки якоря для этих токов можно, как в симметричной асинхронной машине, заменить ротор, вращающийся со скольжением $s_2 = 2$, эквивалентным неподвижным ротором с активными сопротивлениями, деленными на s_2.

При перемещении МДС от обратных токов по отношению к неподвижному ротору она занимает то продольное F_{2dm}, то поперечное F_{2dm} положение по отношению к ротору. Продольное поле, образованное МДС F_{2dm}, которой соответствуют действующий ток I_{2d} или мгновенные токи i_{A2d}, i_{B2d}, i_{C2d}, ослабляется индуктированными токами в обмотке возбуждения i_f и в продольном контуре демпферной обмотки $i_{кd}$ (рис. 61-1, *а*). При малых активных сопротивлениях роторных контуров поле почти полностью вытесняется за пределы контуров. Сопротивление якоря $\underline{Z}_{2d} = R_{2d} + jX_{2d}$ для токов обратной последовательности $\dot{I}_{2d}$, образующих продольное поле, определяется схемой замещения по рис. 61-2 (вверху):

$$\underline{Z}_{2d} = R + jX_\sigma + [(jX_{ad})^{-1} + (0{,}5R'_{кd} + jX'_{кd})^{-1} + (0{,}5R'_f + jX'_{f\sigma})^{-1}]^{-1}. \quad (61\text{-}2)$$

Поперечное поле, образованное МДС F_{2qm}, которой соответствуют действующий ток $\dot{I}_{2q}$ или мгновенные токи i_{A2q}, i_{B2q}, i_{C2q} (на рисунке $i_{A2q} = 0$), ослабляется только индуктированным током в поперечном контуре демпферной обмотки $i_{кq}$ и почти полностью вытесняется за пределы этого контура (рис. 61-1, *б*). Сопротивление якоря $Z_{2q} = R_{2q} + jX_{2q}$ для токов обратной последовательности $\dot{I}_{2q}$, образующих поперечное поле, определяется схемой замещения по рис. 61-2 (внизу)

$$\underline{Z}_{2q} = R + jX_\sigma + [(jX_{aq})^{-1} + (0{,}5R'_{кq} + jX'_{кq})^{-1}]^{-1}. \quad (61\text{-}3)$$

В явнополюсной машине сопротивления обратной последовательности по продольной и поперечной осям и их активные и индуктив-

[1] Приведение параметров роторных контуров к обмотке якоря рассматривается в § 71-3.

ные составляющие отличаются друг от друга $|\underline{Z}_{2d}| \neq |\underline{Z}_{2q}|$, $R_{2d} \neq R_{2q}$, $X_{2d} \neq X_{2q}$.

Более подробный анализ показывает, что магнитная и электрическая несимметрия ротора явнополюсной машины проявляется в асинхронном режиме таким же образом, как несимметрия сопротивлений в фазах ротора асинхронной машины (см. § 46-2). Поле от токов обратной последовательности основной частоты $f = f_1$ вращается с угловой скоростью ω_1 (имеется в виду электрическая

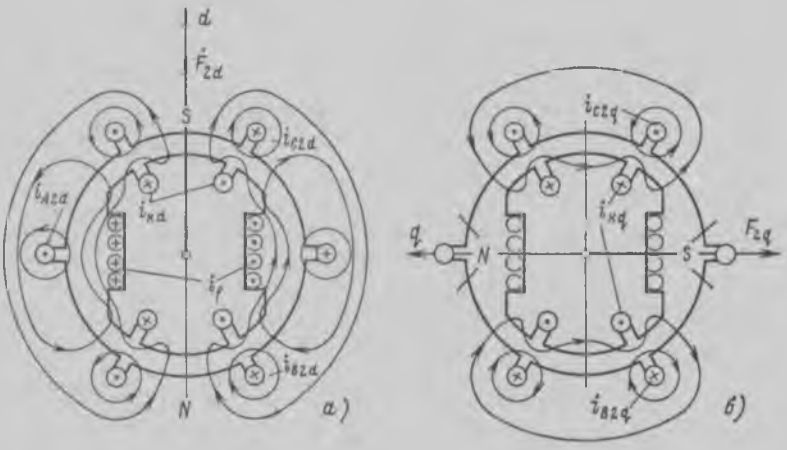


Рис. 61-1. Продольное (*а*) и поперечное (*б*) магнитные поля от токов обратной последовательности.

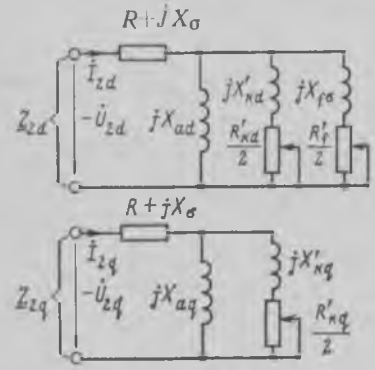


Рис. 61-2. Схемы замещения по продольной и поперечной осям синхронной машины для токов обратной последовательности.

угловая скорость), ротор вращается в противоположную сторону со скоростью $\omega = -\omega_1$, его скольжение по отношению к обратному полю $s = (\omega_1 - \omega)/\omega_1 = 2$. В контурах ротора индуктируются токи частотой $f_2 = sf = 2f$. В силу несимметрии ротора поле от токов в его контурах представляется в виде суммы двух вращающихся полей: прямого поля, вращающегося по отношению к ротору со скоростью $s\omega_1 = 2\omega_1$ и по отношению к статору со скоростью $s\omega_1 + \omega = 2\omega_1 - \omega_1 = \omega_1$, и обратного поля, вращающегося по отношению к ротору со скоростью $-s\omega_1 = -2\omega_1$ и по отношению к статору со скоростью $-s\omega_1 + \omega = -2\omega_1 - \omega_1 = -3\omega_1$.

Прямое поле ротора индуктирует в обмотке статора ЭДС основной частоты $f_1 = \omega_1/2\pi$ и, перемещаясь с той же скоростью, что и поле от токов обратной последовательности основной частоты, суммируется с этим полем. Обратное поле ротора индуктирует в обмотке статора ЭДС $\dot{E}_3$ тройной частоты $f_3 = 3\omega_1/2\pi = 3f$, влияние которых проявляется различным образом в зависимости от сопротивлений в электрических цепях статора. В случае, *когда обмотка статора присоединена к системе напряжений обратной последовательности через большие внешние сопротивления*, токи от ЭДС тройной частоты, замыкающиеся через эти сопротивления, пренебрежимо малы по сравнению с токами основной частоты, и с их влиянием можно не считаться. По обмотке якоря протекает только система токов обратной последовательности основной частоты. При этом из-за малости сопротивлений $\underline{Z}_{2d}$ и $\underline{Z}_{2q}$ по сравнению с внешними сопротивлениями токи обратной последовательности не зависят от положения ротора по отношению к полю $\dot{I}_2 = \dot{I}_{2d} = \dot{I}_{2q}$.

Электродвижущая сила тройной частоты $\dot{E}_3 = \dot{U}_3$, складываясь с напряжением основной частоты $\dot{U}_2$, искажает форму кривой напряжения на выводах машины таким образом, что при продольном положении ротора напряжение равно $\dot{U}_2 + \dot{U}_3 = \dot{U}_{2d} = -\underline{Z}_{2d}\dot{I}_2$, а при поперечном $\dot{U}_2 - \dot{U}_3 = \dot{U}_{2q} = -\underline{Z}_{2q}\dot{I}_2$.

При расчете несимметричного режима учитываются только ток и напряжение обратной последовательности основной частоты: ток $\dot{I}_2$ и напряжение

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_{2d} + \dot{U}_{2q}}{2} = -\frac{\underline{Z}_{2d} + \underline{Z}_{2q}}{2}\dot{I}_2,$$

которое определяется из приведенной системы уравнений. Сопротивление обратной последовательности равно отношению напряжения к току обратной последовательности

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = \frac{-\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{\underline{Z}_{2d} + \underline{Z}_{2q}}{2}. \qquad (61\text{-}4)$$

С помощью (61-2) и (61-3) по этой формуле могут быть найдены активная и индуктивная составляющие сопротивления обратной последовательности в случае больших внешних сопротивлений в фазах обмотки якоря. Наоборот, в случае, *когда обмотка статора присоединена к системе напряжений обратной последовательности через малые внешние сопротивления* (по сравнению с $\underline{Z}_{2d}$ или $\underline{Z}_{2q}$), напряжение на выводах обмотки совпадает с этими напряжениями и остается одним и тем же, как при продольном, так и при поперечном положениях ротора по отношению к полю $\dot{U}_2 = \dot{U}_{2d} = \dot{U}_{2q}$.

По отношению к ЭДС $\dot{E}_3$ тройной частоты обмотка якоря оказывается замкнутой накоротко (сопротивления системы и внешние сопротивления малы). Поэтому под действием ЭДС $\dot{E}_3$ в обмотке якоря возникают токи тройной частоты $\dot{I}_3$, делающие напряжение тройной частоты на выводах обмотки равными нулю, $\dot{U}_3 = 0$.

Токи тройной частоты $\dot{I}_3$, складываясь с токами основной частоты $\dot{I}_2$, искажают форму кривой тока в обмотке якоря таким образом, что при продольном положении ток равен:

$$\dot{I}_2+\dot{I}_3=\dot{I}_{2d}=-\frac{\dot{U}_2}{\underline{Z}_{2d}},$$

а при поперечном

$$\dot{I}_2-\dot{I}_3=\dot{I}_{2q}=-\frac{\dot{U}_2}{\underline{Z}_{2q}}.$$

Из этой системы уравнений можно выразить ток основной частоты

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{I}_{2d}+\dot{I}_{2q}}{2}=-\frac{\dot{U}_2}{2}\left(\frac{1}{\underline{Z}_{2d}}+\frac{1}{\underline{Z}_{2q}}\right)$$

и найти сопротивление обратной последовательности

$$\underline{Z}_2=R_2+jX_2=-\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}=\frac{2\underline{Z}_{2d}\underline{Z}_{2q}}{\underline{Z}_{2d}+\underline{Z}_{2q}}. \qquad (61\text{-}5)$$

С помощью (61-2), (61-3) по этой формуле могут быть найдены активная и индуктивная составляющие сопротивления обратной последовательности в случае малых внешних сопротивлений в фазах обмотки якоря, например, при включении машины в систему бесконечной мощности с несимметричными напряжениями.

В случае симметричного ротора, когда $\underline{Z}_{2d} \approx \underline{Z}_{2q}$, сопротивления обратной последовательности в двух рассмотренных случаях получаются одинаковыми $Z_2 = R_2 + jX_2 = \underline{Z}_{2d} = \underline{Z}_{2q}$. В относительных единицах индуктивное сопротивление обратной последовательности X_2 равно: 0,12—0,18 в неявнополюсных машинах с косвенным охлаждением; 0,2—0,4 в явнополюсных машинах с косвенным охлаждением.

При расчете активных составляющих сопротивления обратной последовательности под сопротивлением R_f следует понимать полное активное сопротивление цепи обмотки возбуждения (с учетом сопротивления якоря возбудителя или гасительного сопротивления), причем все активные и индуктивные сопротивления, которые входят в (61-2), (61-3) и схемы по рис. 61-2, требуется определить с учетом вытеснения тока, которое наблюдается при частоте $2f$.

61-4. СОПРОТИВЛЕНИЕ ОБМОТКИ ЯКОРЯ ДЛЯ ТОКОВ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

Токи нулевой последовательности ($\dot{I}_0 = \dot{I}_{A0} = \dot{I}_{B0} = \dot{I}_{C0}$) одинаковы во всех фазах. Пульсирующие поля с основным числом периодов p, образованные фазными токами нулевой последовательности, будучи сдвинутыми относительно друг друга в пространстве на электрические углы 120°, взаимно компенсируются. Сущест-

вуют только пульсирующие поля взаимной индукции с числом периодов $3p$, $9p$, $15p$ и т. д., соответствующие нечетным пространственным гармоническим МДС фаз с числом периодов νp, порядок которых кратен трем, т. е. $\nu = 3$ (нечетное число). Наибольшую роль играет пульсирующее поле взаимной индукции с числом периодов $3p$, линии которого при $p = 1$ показаны на рис. 61-3 (в этом случае поле получается шестиполюсным).

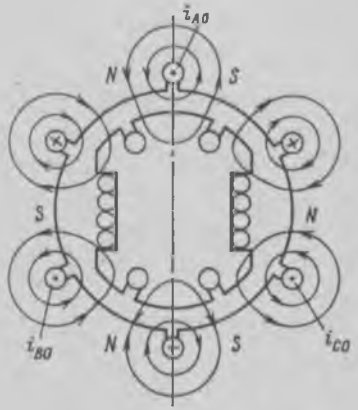


Рис. 61-3. Магнитное поле от токов нулевой последовательности.

Индуктивное сопротивление взаимной индукции для токов нулевой последовательности $X_{a(0)}$ обусловлено только полями от гармонических МДС порядка, кратного 3. В силу малости этих МДС и образованных ими потокосцеплений оно много меньше индуктивного сопротивления взаимной индукции для токов прямой последовательности X_a. Сопротивление рассеяния фазы для токов нулевой последовательности $X_{\sigma(0)}$ также получается несколько меньшим, чем индуктивное сопротивление рассеяния для токов прямой последовательности X_σ. Это связано с тем, что при токах нулевой последовательности потокосцепление рассеяния фазы за счет влияния других фаз при укороченном шаге ослабляется, а при токах прямой последовательности — усиливается. Полное индуктивное сопротивление фазы для токов нулевой последовательности складывается из двух упомянутых сопротивлений

$$X_0 = X_{a(0)} + X_{\sigma(0)}.$$

В двухслойных обмотках с укороченным шагом это сопротивление обычно немного меньше, чем индуктивное сопротивление рассеяния для токов прямой последовательности $X_0 \approx X_\sigma$. В относительных единицах индуктивное сопротивление нулевой последовательности X_0 равно: 0,05—0,08 в неявнополюсных машинах с косвенным охлаждением; 0,08—0,16 в неявнополюсных машинах с непосредственным охлаждением; 0,07—0,10 в явнополюсных машинах с косвенным охлаждением.

Поле токов нулевой последовательности сцеплено только с демпферной обмоткой. Его сцепление с обмоткой возбуждения ничтожно мало. Токи в демпферной обмотке, индуктированные полем нулевой последовательности, несколько уменьшают индуктивное сопротивление X_0. Активное сопротивление фазы для тока нулевой последовательности мало отличается от сопротивления для тока прямой последовательности $R_0 \approx R_a$. Это объясняется тем, что дополнительные потери в демпферной обмотке от токов, индуктированных в ней

полем нулевой последовательности, малы по сравнению с омическими потерями в самой обмотке якоря. Полное сопротивление фазы для тока нулевой последовательности

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0. \tag{61-6}$$

61-5. АНАЛИЗ НЕСИММЕТРИЧНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Напряжения фаз в несимметричном режиме определяются как сумма напряжений прямой, обратной и нулевой последовательностей, связанных с токами соответствующих последовательностей:

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_A &= \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} + \dot{U}_{A0};\\ \dot{U}_B &= \dot{U}_{B1} + \dot{U}_{B2} + \dot{U}_{B0};\\ \dot{U}_C &= \dot{U}_{C1} + \dot{U}_{C2} + \dot{U}_{C0}, \end{aligned}\right\} \tag{61-7}$$

где $\dot{U}_{B1} = \dot{U}_{A1}a^2$, $\dot{U}_{C1} = \dot{U}_{A1}a$, $\dot{U}_{B2} = \dot{U}_{A2}a$, $\dot{U}_{C2} = \dot{U}_{A2}a^2$, $\dot{U}_{B0} = \dot{U}_{C0} = \dot{U}_{A0}$.

В образовании напряжения прямой последовательности принимают участие поле от тока возбуждения и поле от токов прямой последовательности в обмотке якоря, вращающиеся с синхронной скоростью. Уравнение для напряжения прямой последовательности записывается так же, как уравнение для симметричного синхронного режима (гл. 55). Уравнение может быть записано как с учетом насыщения магнитной цепи, так и без учета насыщения. Если магнитная цепь не насыщена, то напряжение прямой последовательности фазы A определяется уравнением

$$\dot{U}_{A1} = \dot{E}_{Af} - Z_1\dot{I}_{A1}, \tag{61-8}$$

где $\dot{E}_{Af} = \dot{E}_f$ — ЭДС возбуждения фазы A; $Z_1 = R_1 + jX_1$ — сопротивление прямой последовательности по (61-1).

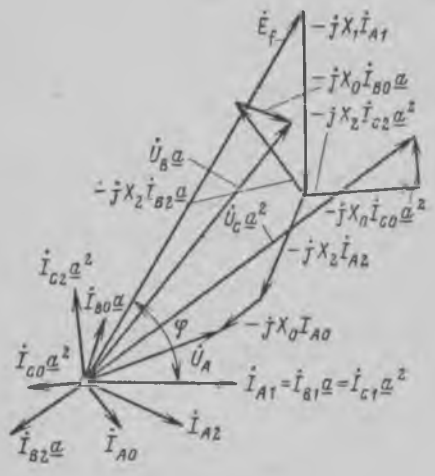


Рис. 61-4. Совмещенная диаграмма напряжений синхронного неявнополюсного генератора при несимметричной нагрузке (насыщение не учитывается, $R = R_2 = R_0 = 0$).

Напряжения фазы A обратной и нулевой последовательностей образуются только токами соответствующих последовательностей

$$\dot{U}_{A2} = -Z_2\dot{I}_{A2}; \tag{61-9}$$

$$\dot{U}_{A0} = -Z_0\dot{I}_{A0}. \tag{61-10}$$

Напряжения прямой, обратной и нулевой последовательностей других фаз могут быть найдены с помощью соотношений, разъясняющих (61-7). Используя это уравнение, можно выразить полные фазные напряжения через $\dot{E}_f$, ЭДС возбуждения фазы A и симметричные составляющие токов:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{U}_A &= \dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1} - Z_2\dot{I}_{A2} - Z_0\dot{I}_{A0};\\
\dot{U}_B &= (\dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1})\,a^2 - Z_2\dot{I}_{B2} - Z_0\dot{I}_{B0};\\
\dot{U}_C &= (\dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1})\,a - Z_2\dot{I}_{C2} - Z_0\dot{I}_{C0},
\end{aligned}\right\} \qquad (61\text{-}11)$$

где $\dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1} = \dot{U}_{A1}$.

По этим уравнениям можно построить диаграмму напряжений при несимметричной нагрузке. Однако она получается довольно сложной. Проще построение так называемой совмещенной диаграммы напряжений при несимметричной нагрузке (рис. 61-4), которая соответствует системе (61-12), полученной из (61-11) после умножения второго уравнения на a и третьего на a^2:

$$\left.\begin{aligned}
\dot{U}_A &= \dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1} - Z_2\dot{I}_{A2} - Z_0\dot{I}_{A0};\\
a\dot{U}_B &= \dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1} - Z_2a\dot{I}_{B2} - Z_0a\dot{I}_{B0};\\
a^2\dot{U}_C &= \dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1} - Z_2a^2\dot{I}_{C2} - Z_0a^2\dot{I}_{C0},
\end{aligned}\right\} \qquad (61\text{-}12)$$

где $\dot{E}_f - Z_1\dot{I}_{A1} = \dot{U}_{A1}$.

При симметричной нагрузке напряжения $\dot{U}_A$, $a\dot{U}_B$, $a^2\dot{U}_C$ одинаковы и равны напряжению прямой последовательности фазы A

$$\dot{U}_A = a\dot{U}_B = a^2\dot{U}_C = U_{A1}.$$

Из диаграммы видно, насколько сильно при несимметричной нагрузке отличаются напряжения $\dot{U}_A$, $a\dot{U}_B$ и $a^2\dot{U}_C$ и с какими токами связано это различие.

61-6. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ, НАПРЯЖЕНИЯ КОТОРОЙ НЕСИММЕТРИЧНЫ

Если синхронная машина работает параллельно с электрической системой бесконечной мощности, режим задается несимметричными напряжениями системы: $\dot{U}_{Ac} = -\dot{U}_A$; $\dot{U}_{Bc} = -\dot{U}_B$; $\dot{U}_{Cc} = -\dot{U}_C$. Это дает возможность определить симметричные составляющие напряжения на выводах машины. Кроме того, должен быть задан по модулю и фазе ток прямой последовательности одной из фаз, например ток $\dot{I}_{A1}$ и угол φ между напряжением $\dot{U}_{A1}$ и этим током. Модуль и фаза тока $\dot{I}_{A1}$ зависят от режима, в котором работает машина, и от активной и реактивной мощности, которую она развивает. Этих данных достаточно, чтобы определить ЭДС возбуждения E_f и ток возбуждения I_f, обеспечивающие этот режим, и токи обратной и нулевой последовательностей.

Электродвижущая сила возбуждения фазы A

$$\dot{E}_f = \dot{U}_{A1} + Z_1 \dot{I}_{A1},$$

где $Z_1 = R_1 + jX_1$ — полное сопротивление якоря, составляющие которого в неявнополюсной машине $R_1 = R$; $X_1 = X_\sigma + X_a$, а в явнополюсной определяются по заданным U_{A1}, I_{A1} и φ с помощью гл. 55.

Токи обратной и нулевой последовательностей $\dot{I}_{A2} = -\dot{U}_{A2}/Z_2$; $\dot{I}_{A0} = -\dot{U}_{A0}/Z_0$.

Поле от токов обратной последовательности индуктирует значительные токи двойной частоты в роторных контурах, которые могут вызвать недопустимое повышение температуры ротора. От токов обратной последовательности зависит возможность работы при заданной несимметрии напряжений. Длительная работа крупных синхронных генераторов возможна только при токе обратной последовательности в относительных единицах менее 0,1—0,2, т. е. при $I_{*2} = I_2/I_н < 0{,}1 \div 0{,}2$.

Допустимое напряжение обратной последовательности оказывается еще меньшим $U_{*2} = |Z_{*2}|\, I_{*2} < |Z_{*2}|\, (0{,}1 \div 0{,}20) = 0{,}015 \div 0{,}05$, так как обычно $|Z_{*2}| \approx X_{*2} = 0{,}15 \div 0{,}25$. Это означает, что длительная параллельная работа синхронной машины с системой возможна только при практически симметричных напряжениях, когда напряжение обратной последовательности составляет не более $U_{*2}/U_{*1} = 0{,}015 \div 0{,}05$ (напряжение прямой последовательности всегда близко к номинальному, т. е. $U_{*1} = 1{,}0$).

61-7. РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА АВТОНОМНУЮ НЕСИММЕТРИЧНУЮ НАГРУЗКУ

Несимметричный режим может задаваться несимметричной системой сопротивлений нагрузки $Z_A \neq Z_B \neq Z_C$ и схемой их соединения. Предположим, что сопротивления соединены в звезду, нулевая точка которой соединена с нулевой точкой обмотки якоря генератора (рис. 61-5, *а*). Тогда напряжения фаз обмотки якоря мо-

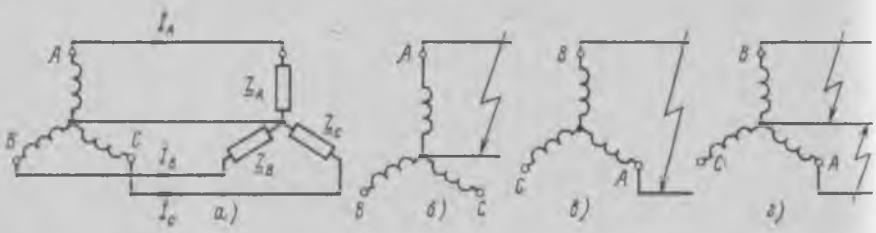


Рис. 61-5. Схемы соединения при несимметричной нагрузке.

а — общий случай; *б* — однофазное короткое замыкание; *в* — двухфазное короткое замыкание; *г* — двойное однофазное короткое замыкание.

гут быть выражены через эти сопротивления и фазные токи

$$\dot{U}_A = \dot{I}_A Z_A; \quad \dot{U}_B = \dot{I}_B Z_B; \quad \dot{U}_C = \dot{I}_C Z_C. \tag{61-13}$$

Рассматривая (61-11) и (61-13) совместно, выразив токи в (61-13) через симметричные составляющие и считая ЭДС возбуждения $\dot{E}_f = E_f$ заданной, можно решить полученную систему уравнений относительно симметричных составляющих токов. Для ненасыщенной неявнополюсной машины, в которой $Z_1 = R_1 + jX_1$ заранее известно и не зависит от угла β, уравнения для симметричных составляющих токов записываются и решаются наиболее просто:

$$\left.\begin{aligned} E_f &= (Z_1 + Z_A)\dot{I}_{A1} + (Z_2 + Z_A)\dot{I}_{A2} + (Z_0 + Z_A)\dot{I}_{A0}; \\ E_f a^2 &= (Z_1 + Z_B)a^2\dot{I}_{A1} + (Z_2 + Z_B)a\dot{I}_{A2} + (Z_0 + Z_B)\dot{I}_{A0}; \\ E_f a &= (Z_1 + Z_C)a\dot{I}_{A1} + (Z_2 + Z_C)a^2\dot{I}_{A2} + (Z_0 + Z_C)\dot{I}_{A0}. \end{aligned}\right\} \tag{61-14}$$

Следовательно,

$$\dot{I}_{A1} = \frac{D_1}{D}; \quad \dot{I}_{A2} = \frac{D_2}{D}; \quad \dot{I}_{A0} = \frac{D_0}{D}, \tag{61-15}$$

где

$$D = \begin{vmatrix} Z_1 + Z_A & Z_2 + Z_A & Z_0 + Z_A \\ (Z_1 + Z_B)a^2 & (Z_2 + Z_B)a & Z_0 + Z_B \\ (Z_1 + Z_C)a & (Z_2 + Z_C)a^2 & Z_0 + Z_C \end{vmatrix}$$

— определитель системы (61-14);

D_1, D_2, D_0 — определители, получающиеся из определителя D после замены столбца, составленного из коэффициентов при неизвестном токе, на столбец, составленный из свободных членов E_f, $E_f a^2$ и $E_f a$. Например, D_1 получается из D заменой столбца $Z_1 + Z_A$ на столбец E_f, $(Z_1 + Z_B)a^2$ — на $E_f a^2$, $(Z_1 + Z_C)a$ — на $E_f a$.

Рассчитав токи, можно найти напряжения и их симметричные составляющие с помощью (61-11).

61-8. НЕСИММЕТРИЧНЫЕ УСТАНОВИВШИЕСЯ КОРОТКИЕ ЗАМЫКАНИЯ

1) **Однофазное короткое замыкание** (рис. 61-5, *б*). Однофазное короткое замыкание является частным случаем несимметричной нагрузки (в этом случае $Z_A = 0$, $Z_B = Z_C = \infty$). Однако для определения тока короткого замыкания проще обратиться не к (61-14), а к (61-11), имея в виду, что $\dot{U}_A = 0$, $\dot{I}_B = \dot{I}_C = 0$, $\dot{E}_f = E_f$. Сначала нужно выразить симметричные составляющие токов через искомый ток короткого замыкания фазы A

$$\dot{I}_{A0} = (\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C)/3 = \dot{I}_A/3;$$
$$\dot{I}_{A1} = (\dot{I}_A + \dot{I}_B a + \dot{I}_C a^2)/3 = \dot{I}_A/3;$$
$$\dot{I}_{A2} = (\dot{I}_A + \dot{I}_B a^2 + \dot{I}_C a)/3 = \dot{I}_A/3.$$

После этого из (61-11) для фазы A нетрудно найти ток однофазного короткого замыкания

$$\dot{I}_A = \frac{3\dot{E}_f}{Z_1 + Z_2 + Z_0}; \quad I_A \approx \frac{3E_f}{X_1 + X_2 + X_0}. \tag{61-16}$$

2) **Двухфазное короткое замыкание** (рис. 61-5, *в*). При двухфазном коротком замыкании обращается в нуль линейное напряжение $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_B - \dot{U}_A = 0$, кроме того, токи короткого замыкания в фазах A и B одинаковы $\dot{I}_B = -\dot{I}_A$, а ток в фазе C отсутствует $\dot{I}_C = 0$. Симметричные составляющие токов выражаются через ток короткого замыкания

$$\dot{I}_{A0} = \frac{1}{3}(\dot{I}_A + \dot{I}_B) = 0; \quad \dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_A}{3}(1 - a) = \frac{\dot{I}_A}{\sqrt{3}} e^{-j30^\circ};$$

$$\dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_A}{3}(1 - a^2) = \frac{\dot{I}_A}{\sqrt{3}} e^{+j30^\circ};$$

$$\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{A1} a^2 = -\dot{I}_{A2}; \quad \dot{I}_{B2} = \dot{I}_{A2} a = -\dot{I}_{A1}.$$

После этого с помощью (61-11) можно записать уравнение для линейного напряжения $\dot{U}_{AB}$

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_B - \dot{U}_A = E_f(a^2 - 1) - Z_1(\dot{I}_{B1} - \dot{I}_{A1}) - Z_2(\dot{I}_{B2} - \dot{I}_{A2}) = 0,$$

в котором

$$\dot{I}_{B1} - \dot{I}_{A1} = -\dot{I}_{A2} - \dot{I}_{A1} = -\dot{I}_A;$$
$$\dot{I}_{B2} - \dot{I}_{A2} = -\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2} = -\dot{I}_A;$$
$$1 - a^2 = +\sqrt{3}\, e^{j30^\circ}.$$

Решая уравнение, находим ток двухфазного короткого замыкания

$$\dot{I}_A = \frac{\sqrt{3}\, E_f e^{j30^\circ}}{Z_1 + Z_2}; \quad I_A \approx \frac{\sqrt{3}\, E_f}{X_1 + X_2}. \tag{61-17}$$

3) **Двойное однофазное короткое замыкание** (рис. 61-5, *г*). В этом случае оказываются замкнутыми накоротко две фазы и напряжения $\dot{U}_A = 0$, $\dot{U}_B = 0$; кроме того, ток в фазе C равен нулю $I_C = 0$. Симметричные составляющие токов выражаются через одинаковые токи короткого замыкания в фазах A и B

$$\dot{I}_{A0} = \frac{\dot{I}_A + \dot{I}_B}{3}; \quad \dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_A + a\dot{I}_B}{3}; \quad \dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_A + a^2\dot{I}_B}{3}.$$

Решая систему уравнений для напряжений $\dot{U}_A = 0$ и $\dot{U}_B = 0$, полученную с помощью (61-11), и пренебрегая активными составляющими сопротивлений Z_1, Z_2 и Z_0, находим токи двойного однофазного короткого замыкания

$$\dot{I}_A = -\frac{jE_f\sqrt{3}\,(X_2 e^{-j30^\circ} + X_0 e^{j30^\circ})}{X_1X_2 + X_0X_1 + X_2X_0};$$

$$I_A = \frac{\sqrt{3}\, E_f \sqrt{X_2^2 + X_0^2 + X_2X_0}}{X_1X_2 + X_0X_1 + X_2X_0}. \tag{61-18}$$

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ВТОРАЯ

ОПИСАНИЕ КОНСТРУКЦИИ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ, СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И СИНХРОННЫХ КОМПЕНСАТОРОВ, ВЫПУСКАЕМЫХ В СССР

62-1. ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ

Турбогенераторы выполняются почти всегда двухполюсными ($2p = 2$) и имеют частоту вращения 3000 об/мин (при 50 Гц). Ось вращения вала располагается горизонтально. Ротор имеет неявнополюсное исполнение. В турбогенераторах мощностью менее 30 МВ·А обычно применяется косвенное воздушное охлаждение. Воздух циркулирует внутри замкнутой системы вентиляции, нагреваясь при движении вдоль активных частей машины и отдавая тепло в теплообменниках, охлаждаемых водой. Разрез турбогенератора с воздушным охлаждением показан на рис. 51-12, также в § 51-12 дается описание конструкции турбогенераторов с воздушным охлаждением.

До освоения водородного охлаждения (т. е. примерно до 1950 г.) турбогенераторы серии Т2 с косвенным воздушным охлаждением выпускались мощностью от 0.5 до 100 МВт (см. табл. 62-1); в настоящее время машины мощностью более 25 МВт заменены машинами с водородным охлаждением. Обозначение типа турбогенератора, приведенное в табл. 62-1, расшифровывается следующим образом: после символа серии указывается активная мощность турбогенератора в мегаваттах, последняя цифра означает число полюсов машины ($2p = 2$).

Таблица 62-1

Технические данные двухполюсных турбогенераторов серии Т2 с косвенным воздушным охлаждением и серий ТВ, ТВ2 с косвенным водородным охлаждением

Тип	$U_н$, кВ	КПД, %	Сопротивления, %				Длина, м	Ширина, м	Масса, т
			X''_d	X_d	X_2	X_0			
Т2-0,5-2	0,4	92,0	14,5	147	17,7	5,5	2,89	1,60	7
Т2-1,5-2	0,4	94,3	14,8	157	18,0	5,5	3,61	1,53	10,8
Т2-6-2	6,3	96,5	12,0	164	14,7	6,7	4,91	2,18	26
Т2-12-2	6,3	97,2	11,5	186	14,0	5,5	6,11	2,34	39
ТВ2-30-2	10,5	98,3	15,2	254	18,5	6,7	9,57	3,40	92,5
ТВ-60-2	10,5	98,5	13,2	220	19,1	6,7	10,80	4,14	153,5
ТВ2-100-2	13,8	98,7	13,8	180	16,8	8,2	13,25	4,40	—

При замкнутой системе вентиляции (см. § 33-3) для охлаждения электрических машин может быть применен не только воздух, но и водород, обладающий более благоприятными свойствами, чем другие газы.

В условиях эксплуатации удается поддерживать чистоту водорода около 97% (по объему). Остальные 3% приходятся на долю паров воды и воздуха. Плотность этой газовой смеси при избыточном давлении $0{,}05 \cdot 10^5$ Па получается примерно в 8 раз меньше, чем у воздуха. Коэффициент теплопередачи от охлаждаемой поверхности к водороду получается в 1,35 раза больше, теплопроводность примерно в 5 раз больше, чем у воздуха. Благодаря этим свойствам косвенное водородное охлаждение обладает следующими преимуществами:

1. При водородном охлаждении вентиляционные потери и потери на трение ротора об охлаждающий газ снижаются примерно в 8 раз. В турбогенераторах

мощностью 25—100 МВт, где эти потери при воздушном охлаждении составляют от 25 до 50% всех потерь, переход на водородное охлаждение приводит к повышению КПД примерно на 0,9—1,0%.

2. Вследствие значительно большей теплопроводности водорода практически исчезают температурные перепады, связанные с наличием газовых прослоек в изоляции, а также между изоляцией и стенкой паза. Коэффициент теплопередачи изоляции возрастает примерно в 1,3 раза. Одновременно увеличивается примерно в 1,35 раза коэффициент теплопередачи от охлаждаемой поверхности к газу.

При сохранении превышений температур обмоток статора и ротора и основных размеров это позволяет увеличить мощность турбогенераторов в 1,2 раза.

3. Изоляция машин с водородным охлаждением получается более надежной и долговечной благодаря отсутствию окисления, грязи и сырости, а также вследствие того, что коронирование в водороде менее вредно для изоляции, чем коронирование в воздухе.

4. Отсутствует опасность пожара обмотки, так как водород не поддерживает горения.

5. Поверхность газоохладителей при водородном охлаждении требуется меньшая, чем при воздушном.

Смесь водорода с воздухом оказывается взрывчатой при содержании водорода в смеси от 7 до 70%. Следовательно, первым требованием, обеспечивающим безопасность работы с водородом, является поддержание достаточной чистоты водорода в корпусе машины. Внутри корпуса поддерживается давление водорода, несколько превышающее атмосферное. Минимальное избыточное давление должно составлять $0{,}05 \cdot 10^5$ Па. При этом исключается проникновение воздуха внутрь корпуса через неизбежные неплотности и через масляные уплотнения выведенных наружу концов вала. Принцип устройства последних ясен из рис. 62-1.

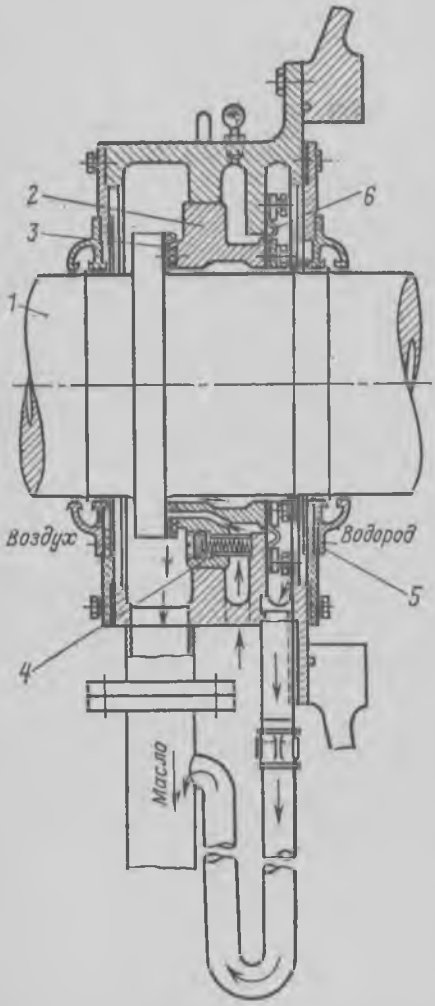


Рис. 62-1. Устройство водородного уплотнения торцевого типа.

1 — вал ротора; *2* — вкладыш уплотнения; *3* — баббит; *4* — нажимные пружины; *5* — лабиринтное уплотнение; *6* — уплотнительная шайба.

Корпус машины, охлаждаемой водородом, выполняется настолько механически прочным, чтобы давление взрыва, если он все же произойдет, не повредило машину. С некоторым запасом корпус и торцевые щиты машины рассчитываются на давление $8 \cdot 10^5$ Па.

Эксплуатация машины с водородным охлаждением связана с необходимостью систематического снабжения машины водородом, который подвозится в баллонах при давлении около $150 \cdot 10^5$ Па. При водородном охлаждении водяные поверхностные газоохладители встраиваются или в корпус статора (рис. 62-2 и 62-3), или в торцевые щиты статора (см. рис. 62-9).

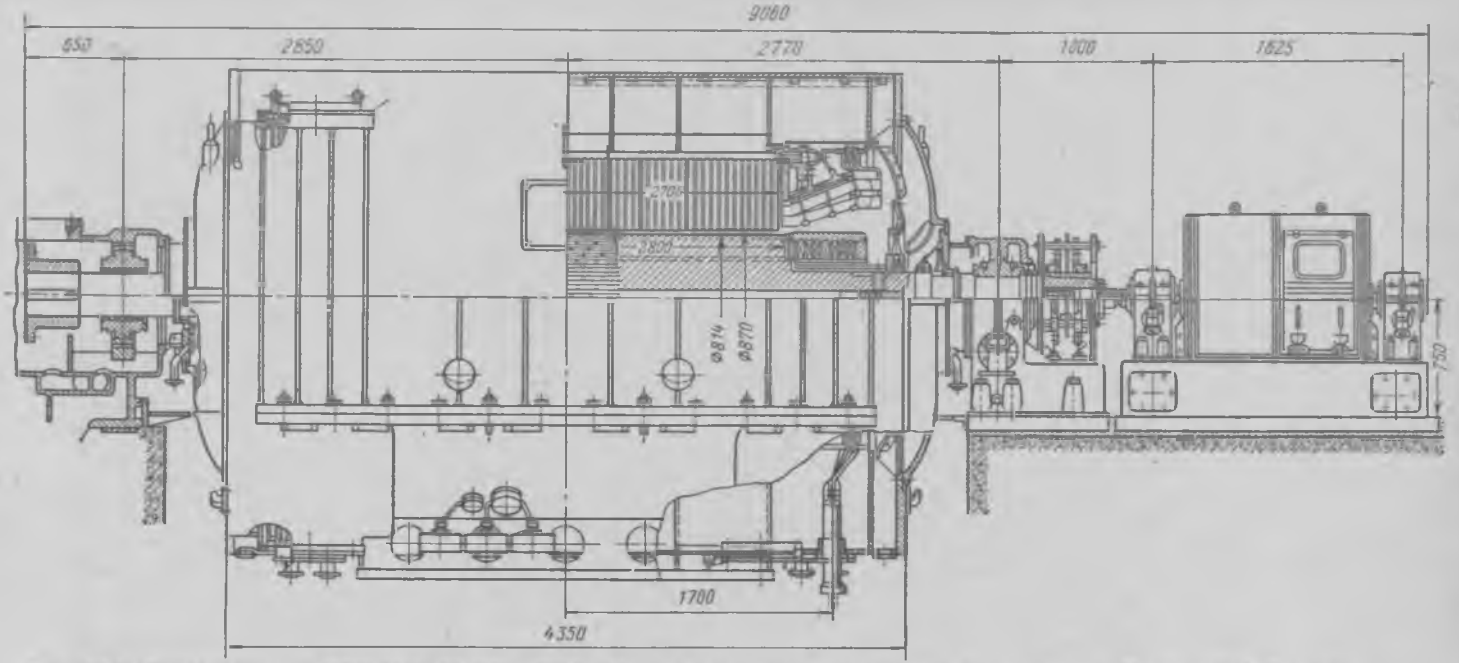


Рис. 62-2. Турбогенератор ТВС-30-2, 30 МВт, 3000 об/мин с косвенным водородным охлаждением. Продольный разрез.

Схема циркуляции водорода в машине может быть понята из рис. 62-5, если считать, что жидкостное охлаждение обмотки статора, показанное на схеме, отсутствует. Верхняя половина рисунка дает картину прохождения холодного газа к тем отсекам станины, через которые газ проходит по радиальным каналам статора в зазор машины. В нижней половине рисунка пунктирные стрелки показывают путь подхода нагретого газа к охладителям *2* и далее — путь охлажденного газа, нагнетаемого вентилятором *1*, в полости лобовых соединений к газоохладителям.

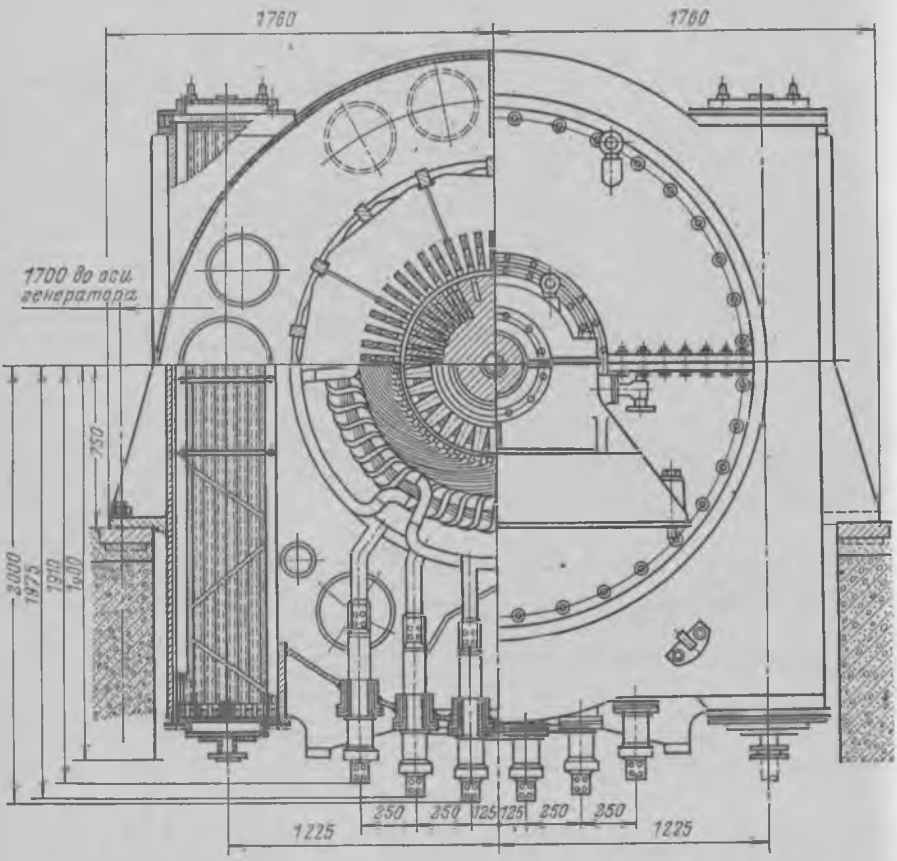


Рис. 62-3. Турбогенератор ТВС-30-2, 30 МВт, 3000 об/мин с косвенным водородным охлаждением. Поперечный разрез.

По числу отсеков нагретого газа эта система вентиляции называется шестиструйной.

В турбогенераторах с косвенным охлаждением ротор охлаждается водородом с наружной поверхности. При этом не удается избавиться от существенных перепадов температуры в пазовой изоляции. Дальнейшее снижение превышений температуры обмоток, открывающее возможность повышения мощности при сохранении основных размеров машины, удается получить путем увеличения давления водорода в машине. Однако увеличение давления приводит только к снижению перепада температуры от поверхности к газу и к снижению подогрева газа (примерно обратно пропорционально давлению), но не сказывается на остальной

ных перепадах температуры, имеющих место при косвенном охлаждении. Возможное увеличение мощности машины с косвенным охлаждением при повышении давления водорода характеризуется табл. 62-2.

Таблица 62-2

Избыточное давление водорода, 10^5 Па	0,035	0,5	1,05	2,1
Кратность перегрузки по отношению к мощности при $0{,}035 \cdot 10^5$ Па	1	1,07	1,15	1,25

В турбогенераторах с косвенным водородным охлаждением и избыточным давлением $0{,}05 \cdot 10^2$ Па может быть принята большая, чем при воздушном охлаждении, линейная нагрузка $A = (7{,}3 \div 8{,}0) \cdot 10^4$ А/м.

Технические данные турбогенераторов серий ТВ, ТВ2 с косвенным водородным охлаждением при избыточном давлении $0{,}05 \cdot 10^5$ Па приведены в табл. 62-1.

При предельных размерах ротора (диаметр 1,1—1,15 м, длина активной части 6,5 м), которые определяются допустимыми механическими напряжениями в материале ротора и возможностью получения приемлемых критических частот вращения (см. § 34-3), предельная мощность турбогенератора с косвенным водородным охлаждением (при избыточном давлении $0{,}05 \cdot 10^5$ Па) не превосходит 150 МВт.

Увеличение давления водорода при косвенном охлаждении не позволяет снизить перепад температур в изоляции паза и стали. Поэтому увеличение избыточного давления примерно до $2 \cdot 10^5$ Па дает возможность повысить предельную мощность турбогенератора с косвенным охлаждением только до 200 МВт.

Дальнейшее снижение перепада температуры от обмотки к охлаждающей среде при постоянной мощности или повышение мощности при сохранении прежнего превышения температуры оказывается возможным только при применении непосредственного охлаждения. Даже при избыточном давлении $0{,}05 \cdot 10^5$ Па превышение температуры обмотки благодаря исключению перепада температуры в изоляции составляет около 50% перепада при косвенном охлаждении. При избыточном давлении $2 \cdot 10^5$ Па этот перепад составляет около 20% перепада при косвенном охлаждении.

Если сохранить прежнее превышение температуры, то мощность может быть увеличена в $\sqrt{100/20} \approx 2{,}4$, т. е. доведена примерно до 350—500 МВт. Допустимая по нагреву мощность машины изменяется в функции давления водорода значительно более резко, чем при поверхностном охлаждении (табл. 62-3).

Таблица 62-3

Избыточное давление водорода, 10^5 Па	0,035	0,7	1,4	2,1	2,8	4,2
Полная мощность, % мощности при избыточном давлении $2{,}1 \cdot 10^5$ Па	40	62	83	100	112	123

Еще большой, чем у водорода, способностью к теплоудалению обладают жидкости (вода, трансформаторное масло). При одинаковых перепадах температуры и при практически приемлемых скоростях движения охлаждающих сред в каналах масло способно унести в 5,5 раза, а вода в 41,7 раза больше тепла, чем водород при избыточном давлении $2{,}0 \cdot 10^5$ Па. Жидкостное охлаждение обмотки статора позволяет уменьшить сечение каналов для охлаждающей среды, повысить плотность тока в обмотке, если это оправдывается экономическими соображениями, или существенно (в 2—3 раза) снизить превышение температуры обмотки статора, если плотность тока будет сохранена на прежнем уровне. Снижение тем-

пературы обмотки приводит в последнем случае к заметному уменьшению удельного электрического сопротивления и основных потерь в обмотке.

Однако применение жидкостного охлаждения только для обмотки статора не дает возможности повысить мощность машины, поскольку она ограничивается ротором. Дальнейшее повышение мощности до 1000 МВт и более оказывается возможным при охлаждении и обмотки статора и обмотки ротора дистиллированной водой.

В турбогенераторах с непосредственным охлаждением линейная нагрузка может быть существенно увеличена (табл. 62-4).

Таблица 62-4

Линейная нагрузка A в турбогенераторах с непосредственным охлаждением

$P_н$, МВт	100	200	300	500	800
A, кА/м	110	135	150	175	200

В настоящее время в СССР наметились следующие четыре системы непосредственного охлаждения обмоток турбогенераторов:

1) аксиальная система охлаждения обмотки статора, обмотки ротора и магнитопровода статора водородом повышенного давления (рис. 62-4);

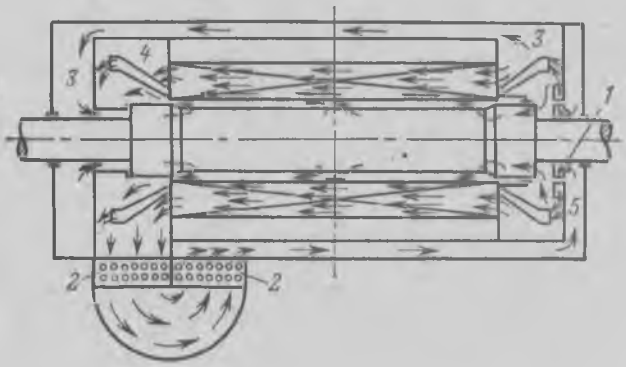


Рис. 62-4. Аксиальная система непосредственного охлаждения турбогенератора.

2) многоструйная радиальная система охлаждения турбогенератора водородом повышенного давления, в которой обмотка ротора имеет непосредственное охлаждение, а обмотка статора — косвенное охлаждение;

3) многоструйная радиальная система охлаждения магнитопровода статора и обмотки ротора водородом, совмещенная с жидкостным охлаждением обмотки статора водой (рис. 62-5);

4) система охлаждения обмоток статора и ротора жидкостью (маслом или водой), сочетаемая с воздушным или водородным охлаждением магнитопроводов статора и ротора и внутреннего пространства машины. В некоторых случаях магнитопровод статора охлаждается тоже жидкостью.

В первой системе (см. рис. 62-4), осуществленной, например, в турбогенераторах ТГВ-200 и ТГВ-300, циркуляция водорода внутри генератора осуществляется центробежным компрессором *1*, установленным на валу ротора. Из отсека высокого давления *3* водород распределяется следующим образом:

а) часть водорода попадает в отверстия вентиляционных трубок, заложенных в стержни статора (рис. 62-6), охлаждает их и выходит в отсек нагретого газа *4* (см. рис. 62-4);

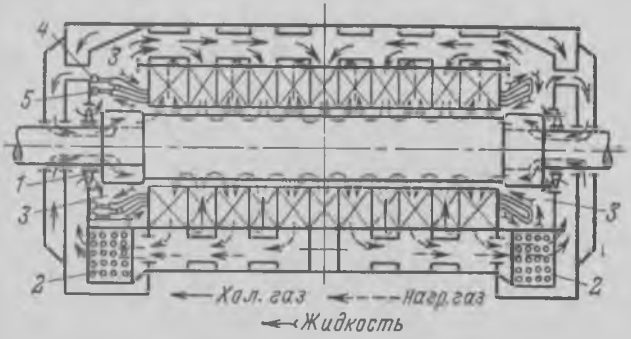


Рис. 62-5. Многоструйная радиальная система непосредственного охлаждения магнитопровода статора и обмотки ротора водородом, совмещенная с жидкостным непосредственным охлаждением обмотки статора.

1 — аксиальный вентилятор; *2* — водяной газоохладитель; *3* — отсеки высокого давления; *4* — коллектор холодной жидкости; *5* — коллектор нагретой жидкости.

б) часть водорода попадает в аксиальные каналы магнитопровода статора, охлаждает его и выходит в отсек *4* (см. рис. 62-4);

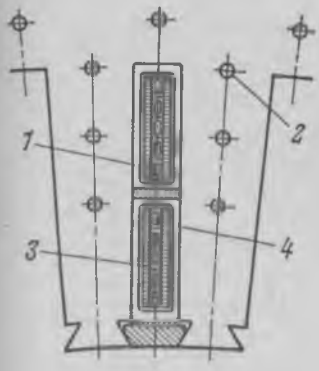


Рис. 62-6. Разрез статора турбогенератора с аксиальным непосредственным водородным охлаждением.

1 — трубки для водорода; *2* — осевые каналы для охлаждения активной стали; *3* — медные проводники; *4* — пазовая изоляция.

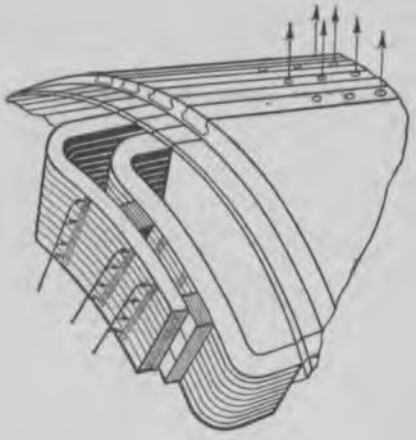


Рис. 62-7. Циркуляция водорода по каналам обмотки ротора в турбогенераторе с аксиальным непосредственным охлаждением.

в) часть водорода попадает под бандажные кольца ротора с обеих сторон машины, входит внутрь проводников ротора (см. рис. 62-7), охлаждает их и выбрасывается через радиальные отверстия в зазор, откуда выходит в отсек *4* (см. рис. 62-4). Из отсека *4* водород, пройдя охладитель *2*, подается по специальным каналам в отсек *5* на вход в компрессор.

Во второй и третьей системах (см. рис. 62-5) циркуляция водорода внутри машины осуществляется почти так же, как в машинах с косвенным охлаждением (см. выше). Отличие состоит в том, что водород, поступивший в зазор через радиальные каналы статора, не охлаждает ротор только снаружи, а захватывается специальными заборниками внутрь ротора (рис. 62-8). Далее, проходя по многочисленным наклонным каналам по поверхности катушки ротора, он охлаждает катушку с обеих сторон и выбрасывается в зазор.

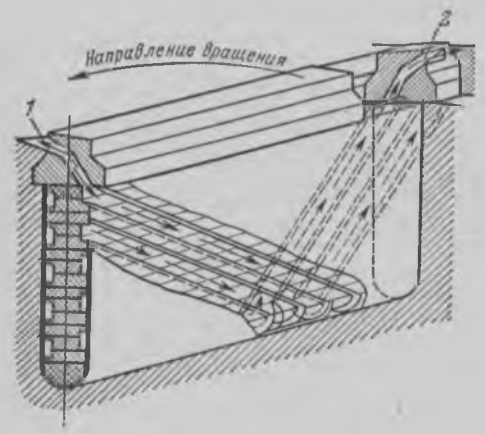


Рис. 62-8. Схема непосредственного водородного охлаждения обмотки ротора в турбогенераторе с забором газа из зазора.

1 — вход газа в каналы обмотки; *2* — выход газа из каналов обмотки.

Зона впуска газа в ротор совпадает с зоной выхода газа из радиальных вентиляционных каналов статора, зона выпуска газа в зазор — с зоной входа газа в каналы статора. Обмотка статора охлаждается жидкостью.

Таблица 62-5

Технические данные двухполюсных турбогенераторов серии ТВВ, ТВМ с непосредственным охлаждением водородом, водой или изоляционным маслом

Тип	Охлаждение		Избыточное давление водорода, 10^5 Па	$U_{н}$, кВ	КПД, %	Индуктивные сопротивления, %				Размеры, м		Масса, т
	обмотки статора	обмотки ротора				X_d^*	X_d	X_2	X_0	Длина, м	Ширина, м	
ТВВ-165-2	Вода	Водород	3	18	98,5	21	171	26	10	13,47	4,31	—
ТВВ-200-2			3	15,75	98,6	19	190	23	8,6	13,90	4,31	262
ТВВ-320 2			3,5	20	98,7	17,2	170	21	8,7	17,18	5,40	340
ТВВ-500-2			4	20	98,74	24,3	191	29,6	14,7	18,36	4,87	384
ТВВ-800-2			4	24	98,83	30,5	197	37,2	15,9	20,3	6,9	484
ТВМ-300	Масло	Вода	—	20	98,81	20,4	220	—	—	19,77	4,04	393

Различие между второй и третьей системами состоит лишь в том, что во второй системе, представленной в СССР турбогенераторами серии ТВФ, обмотка статора имеет косвенное водородное охлаждение, а в третьей системе, примененной в турбогенераторах серии ТВВ (см. табл. 62-5, рис. 62-9), обмотка статора охлаждается водой, протекающей по полым проводникам обмотки статора (рис. 62-10), которые сообщаются с коллекторами холодной *4* и нагретой *5* жидкости патрубками из изоляционного материала (см. рис. 62-5). Из коллектора *5* жидкость

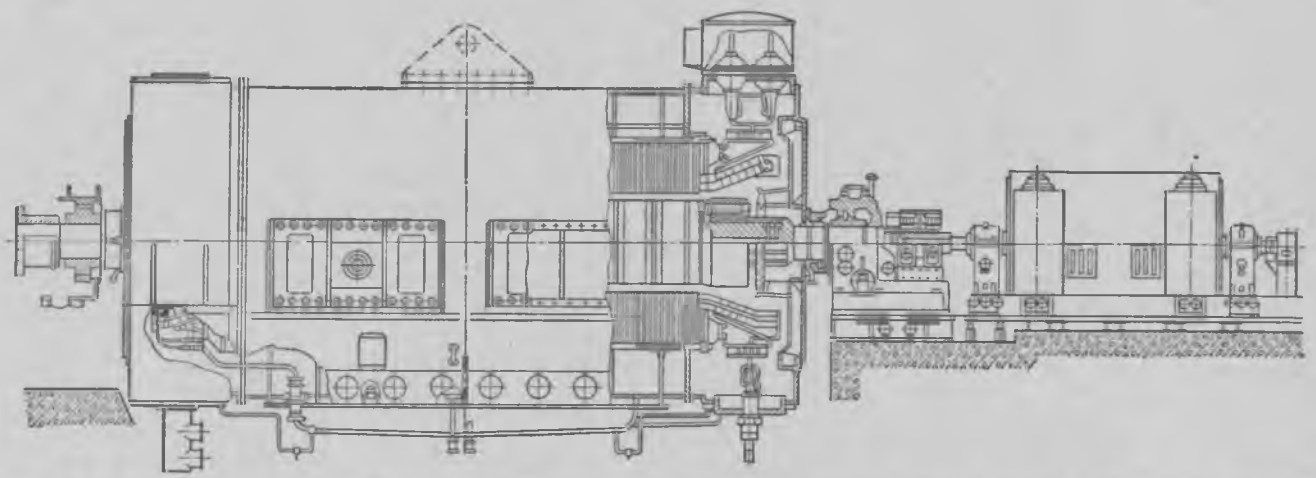


Рис. 62-9. Турбогенератор ТВВ-320-2 с непосредственным охлаждением обмоток статора водой и обмотки ротора водородом при избыточном давлении $3{,}5 \cdot 10^5$ Па.

пройдя через охладитель, снова поступает в коллектор *4*. На рис. 62-11 конструкция ввода и вывода воды показана более детально.

Четвертая система охлаждения представлена в СССР двумя перечисленными выше разновидностями. В турбогенераторах ТГВ-500 и ТГВ-800 применено охлаждение обмоток статора и ротора водой в сочетании с водородным охлаждением

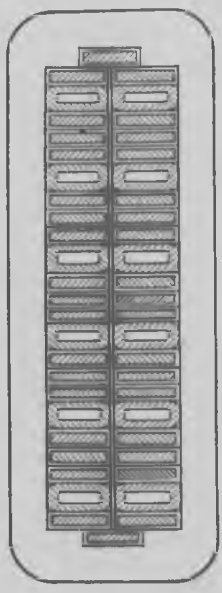


Рис. 62-10. Разрез стержня обмотки статора с непосредственным водяным охлаждением.

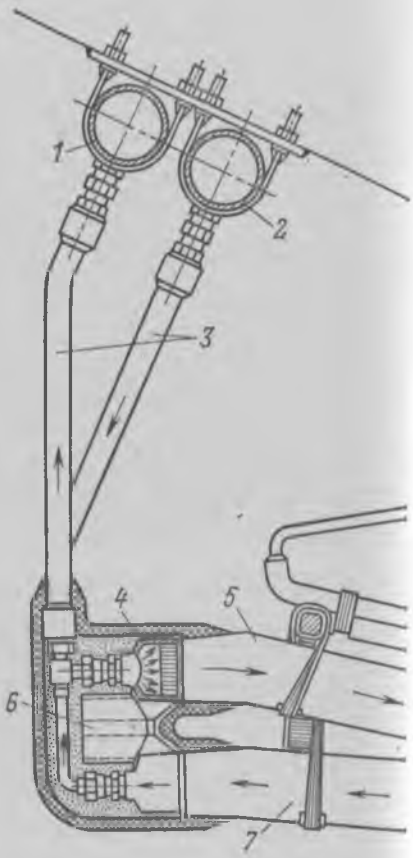


Рис. 62-11. Конструкция соединения стержней статора с коллекторами холодной и нагретой жидкости.

1 — сборный коллектор нагретой воды; *2* — сборный коллектор охлажденной воды; *3* — изолирующие гибкие шланги; *4* — медный водораспределительный наконечник стержня; *5* — стержень, подводящий воду к обмотке; *6* — электрическое соединение между наконечниками стержней; *7* — стержень, отводящий воду от обмотки.

(давление $3 \cdot 10^5$ Па) магнитопровода статора и внутреннего пространства машины. В турбогенераторах ТВМ-300 полость статора заполнена маслом. Ротор отделен от статора изоляционным цилиндром. Пространство вокруг ротора заполнено разреженным воздухом. В этом генераторе обмотка и магнитопровод статора охлаждаются маслом, обмотка ротора — водой.

62-2. ГИДРОГЕНЕРАТОРЫ И СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

Гидрогенераторами называют генераторы, предназначенные для непосредственного сопряжения с гидравлическими турбинами.

Число полюсов на роторе гидрогенератора весьма велико (от 120 до 8). Ротор всегда делается явнополюсным (см. § 51-3). Ось вращения гидрогенератора за редким исключением располагается вертикально, только наиболее быстроход-

ные машины иногда имеют горизонтальное исполнение. При вертикальном исполнении вес вращающихся частей генератора и турбины, а также давление воды на рабочее колесо турбины воспринимаются аксиальным подшипником, называемым подпятником. Подпятник располагается в грузонесущей крестовине, с помощью которой вертикальная сила передается на фундамент. Если ротор генератора располагается ниже подпятника, генератор называется подвесным (см. рис. 51-2), если выше подпятника — зонтичным (рис. 62-12, 62-15).

В гидрогенераторах применяется главным образом косвенное воздушное охлаждение (в небольших гидрогенераторах мощностью до 4000 кВ·А допускается использование разомкнутой системы самовентиляции — рис. 51-2, более крупные гидрогенераторы изготавливаются с замкнутой системой самовентиляции и охлаждением воздуха в газоохладителях — рис. 62-12).

Описание конструкции гидрогенераторов с косвенным воздушным охлаждением дано в § 51-3. Мощности на полюс и линейные нагрузки представлены в табл. 62-6.

Таблица 62-6

Линейная нагрузка в явнополюсных машинах с косвенным воздушным охлаждением

$S_н/2p$, кВ·А	10	50	200	1000	2000	5000 и более
A, кА/м:						
при $p \geq 10$	38	45	50	61	67	70
при $p=4$	32	40	45	49	50	—
при $p=2$	28	32	36	41	45	—

В последние годы в гидрогенераторах получает применение непосредственное охлаждение, особенно в машинах предельной мощности. Водород для охлаждения гидрогенераторов не может быть использован из-за непреодолимых трудностей в уплотнении внутреннего объема машины. Наиболее приемлемым для гидрогенератора является охлаждение дистиллированной водой. При тех же главных размерах мощность гидрогенератора с полным водяным охлаждением можно увеличить более чем в 2 раза по сравнению с косвенным охлаждением. Во столько же раз возрастает и предельная мощность гидрогенераторов. Непосредственное водяное охлаждение обмотки статора выполняется так же, как в турбогенераторах (см. выше).

Разрез полюса гидрогенератора с водяным охлаждением обмотки показан на рис. 62-13. Внутри проводников обмотки возбуждения имеется канал, по которому протекает охлаждающая ротор дистиллированная вода. Витки катушки обмотки соединяют по воде последовательно.

В гидрогенераторе с водяным охлаждением обмоток статора и ротора можно применить водяное охлаждение магнитопровода статора (рис. 62-14). В этом случае в листах магнитопровода *1* штампуют отверстия для размещения труб *2*, по которым протекает охлаждающая вода. Для того чтобы в трубах не возникали индуктированные пульсирующим полем токи, их следует располагать на минимальном расстоянии от наружной поверхности магнитопровода. Для уменьшения теплового сопротивления трубы запрессовывают в собранном магнитопроводе. По воде трубы соединяют последовательно-параллельно. Часть потерь отводится воздухом в зазоре и водой, охлаждающей обмотку статора через изоляцию обмотки, что несколько снижает температуру зубцов.

Наряду с полным водяным охлаждением в гидрогенераторах применяется система смешанного непосредственного охлаждения, в которой для статора используется непосредственное водяное охлаждение, а обмотка ротора имеет непосредственное воздушное охлаждение. Магнитопровод статора в этом случае также охлаждается воздухом. В получившей наибольшее распространение схеме поперечного непосредственного охлаждения обмот-

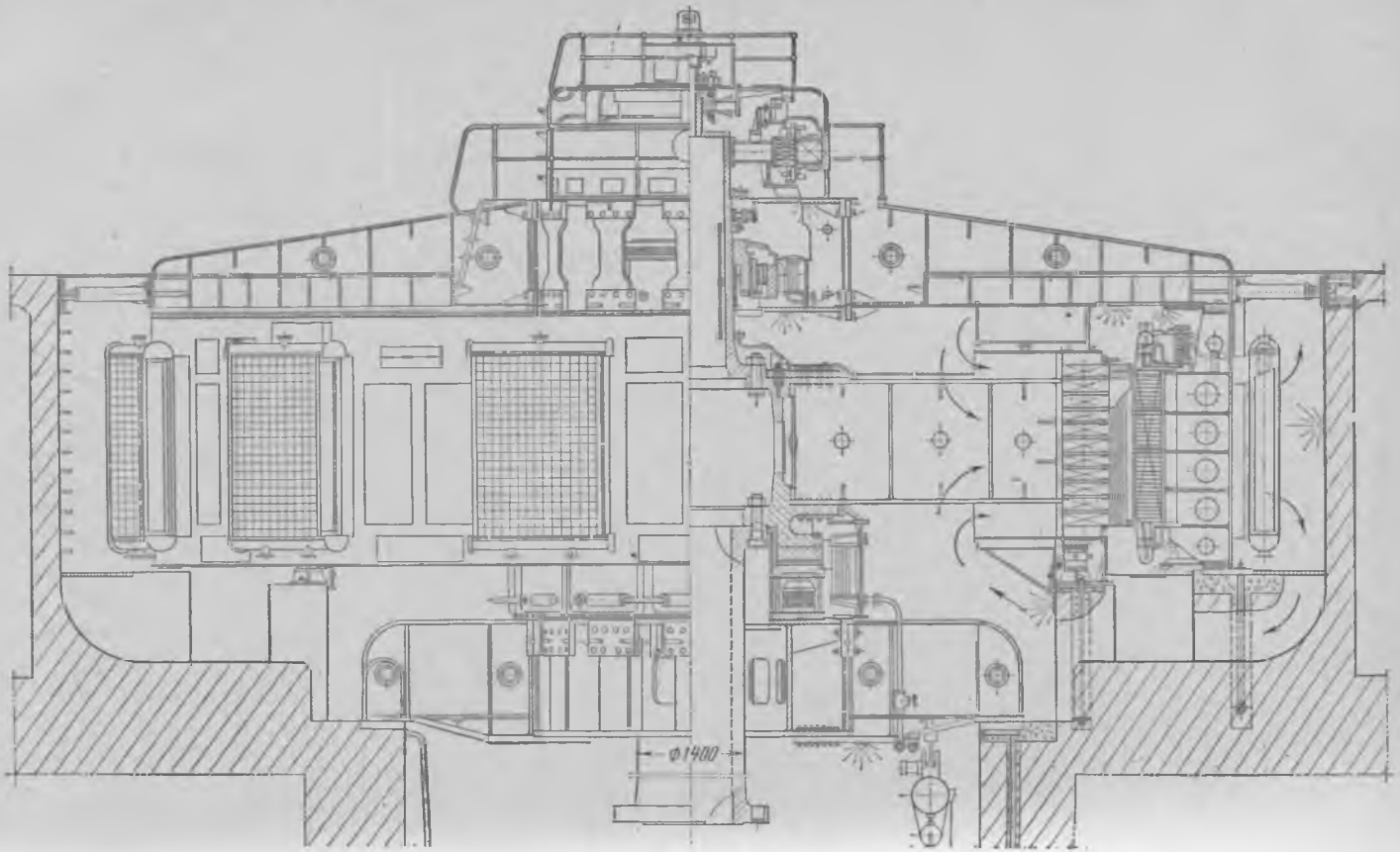
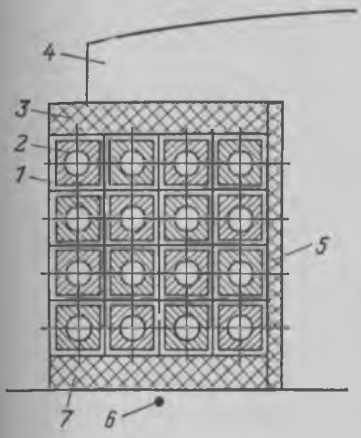


Рис. 62-12. Гидрогенератор 150 МВт, 15,75 кВ, 100 об/мин в зонтичном исполнении.

ки возбуждения (примененной, в частности, в гидрогенераторах СВФ1690/175-64 Красноярской ГЭС, рис. 62-15, табл. 62-7) каналы *3* (рис. 62-16) для охлаждающего воздуха располагаются поперек обмотки возбуждения.

Для образования поперечных каналов проводник обмотки составляется из двух элементарных проводников, один из которых (*2*) имеет выемки, образующие каналы, а другой (*1*) постоянен по сечению. К поперечным каналам в обмотке воздух подводится из каналов в ободе ротора *8*, располагающихся против углубления *6* в полюсе *5*. Для равномерного распределения воздуха между поперечными каналами предусмотрен кольцевой канал *4*. Необходимый для циркуляции воздуха напор образуется центробежной силой столба воздуха между распорками *7*



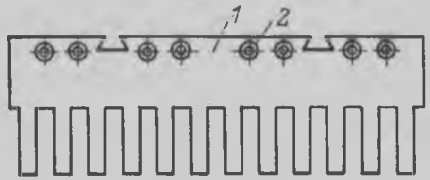


Рис. 62-14. Устройство водяного охлаждения магнитопровода статора.

Рис. 62-13. Поперечный разрез полюса гидрогенератора с непосредственным водяным охлаждением.

1 — изоляция проводника; *2* — полый проводник обмотки возбуждения; *3*, *5* — изоляция обмотки от полюса; *4* — полюс ротора; *6* — обод ротора; *7* — изоляция обмотки от обода ротора.

в каналах обода ротора *8* и в каналах *6* и *4*. Часть охлаждающего воздуха попадает из каналов обода в межполюсное пространство, смешивается с нагретым воздухом из поперечных каналов и используется для охлаждения статора. При помощи поперечных каналов поверхность охлаждения обмотки ротора можно увеличить в 8—12 раз.

Таблица 62-7

Технические данные некоторых гидрогенераторов серий ВГС, СВ, СВФ

Тип	$S_н$, МВ·А	$n_н$, об/мин	$U_н$, кВ	КПД, %	Сопротивления, %			Исполнение[1]	Масса, т	Размеры, м	
					X_d	X''_d	X_2			Наружный диаметр	Высота
ВГС375/89-28	9,40	214	6,3	96,4	95	20	20	П	120	4,55	6,0
СВ375/195-12	65,5	500	10,5	97,4	129	16	16	П	283	5,2	10,6
СВ640/170-24	78,8	250	13,8	97,6	106	20	20	П	498	7,5	10,27
СВ800/76-60	18,0	100	10,5	95,7	100	—	40,3	З	350	9,2	6,94
СВ795/230-32	134	187	11,0	98,3	97	18	18	П	810	9,2	11,98
СВ1160/180-72	103,5	83,4	13,8	97,5	89	24	26	П	985	13,1	11,65
СВ1190/250-48	264,7	125	15,7	98,2	107	24	25	П	1300	13,6	10,87
СВФ1690/175-64	590	93,7	15,75	98,2	160	30	31	З	1650	19,1	8,35

[1] П — подвесное; З — зонтичное исполнение.

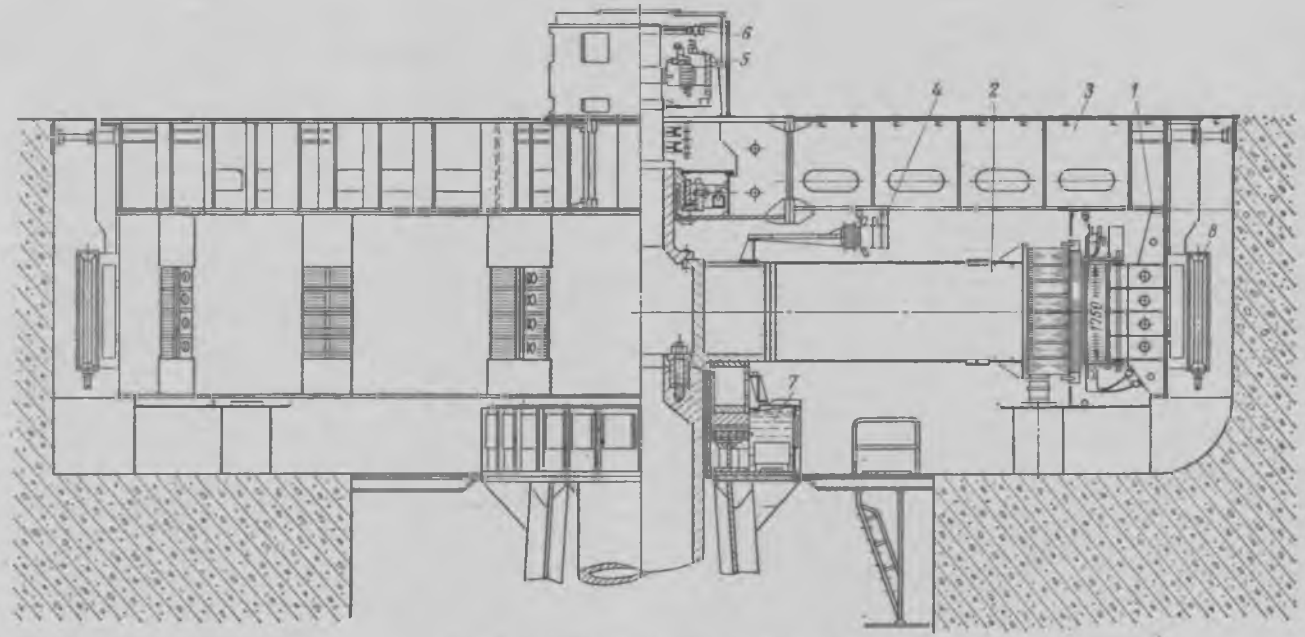


Рис. 62-15. Гидрогенератор Красноярской ГЭС 500 МВт, 15,75 кВ, 93,8 об/мин в зонтичном исполнении.

1 — статор; *2* — ротор; *3* — верхняя крестовина; *4* — вспомогательный генератор; *5* — возбудитель вспомогательного генератора; *6* — генератор регулятора; *7* — подпятник; *8* — воздухоохладитель.

Гидрогенераторы небольшой мощности (до 3000 кВ·А) выпускаются в СССР серийно. Более крупные гидрогенераторы изготовляются по индивидуальным заказам. Различия в обозначениях типов крупных гидрогенераторов индивидуального исполнения связаны с их конструктивными особенностями:

СВ, ВГС — синхронные вертикальные гидрогенераторы в подвесном или зонтичном исполнении с косвенным охлаждением обмоток воздухом;

СВФ — синхронные вертикальные гидрогенераторы с непосредственным охлаждением обмотки статора водой и форсированным охлаждением обмотки ротора воздухом.

За буквенным обозначением типа генератора следует дробное число, числитель которого равен внешнему диаметру магнитопровода статора, а знаменатель — его длине в сантиметрах. Число после черточки означает количество полюсов.

Некоторое представление о технических данных гидрогенераторов, выпускаемых в СССР, можно получить из табл. 62-7.

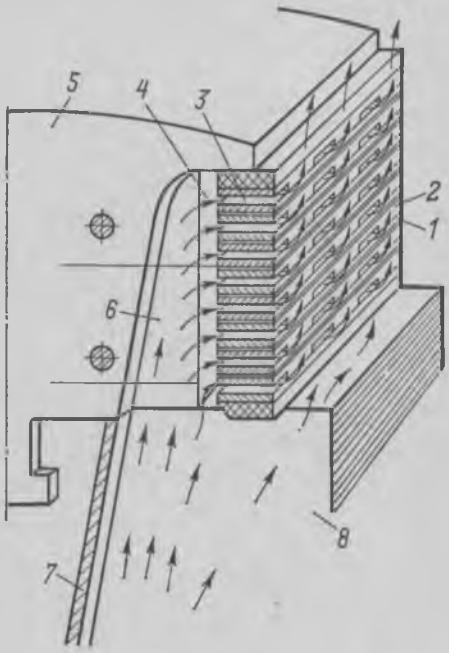


Рис. 62-16. Устройство непосредственного воздушного охлаждения обмотки ротора гидрогенератора.

Синхронные генераторы общего применения, предназначенные для сопряжения с двигателями внутреннего сгорания (дизелями) и другими двигателями, выпускаются в СССР нескольких серий: ЕСС, СГД.

Генераторы этих серий изготовляются явнополюсными горизонтальными на двух щитовых или стояковых подшипниках, защищенными (рис. 62-17) или открытыми (рис. 62-18) с самовентиляцией и имеют ряд модификаций по конструктивному исполнению. Машины серий СГД и СГН имеют прямое возбуждение. Возбудитель приводится во вращение с помощью клиноременной передачи или сопрягается непосредственно с валом генератора.

Таблица 62-8

Технические данные некоторых генераторов серий ЕСС, СГД, СГН ($\cos\varphi = 0{,}8$; 50 Гц)

$S_н$, кВ·А	$n_н$, об/мин	$U_н$, кВ	КПД, %	Масса, т	Размеры, м (рис. 62-17, 62-18)	
					Длина	Ширина
6,25	1500	0,4	79	0,125	0,56	0,398
15	1500	0,4	86	0,215	0,663	0,469
37,5	1500	0,4	88	0,420	0,865	0,602
93,7	1500	0,4	91	0,725	0,990	0,705
156	500	0,4	90	2,350	1,53	1,26
500	500	6,3	92,4	4,95	3,27	1,73
1560	1000	6,3	95,5	7,45	3,77	1,73
4000	600	6,3	96,4	19,5	4,71	2,25

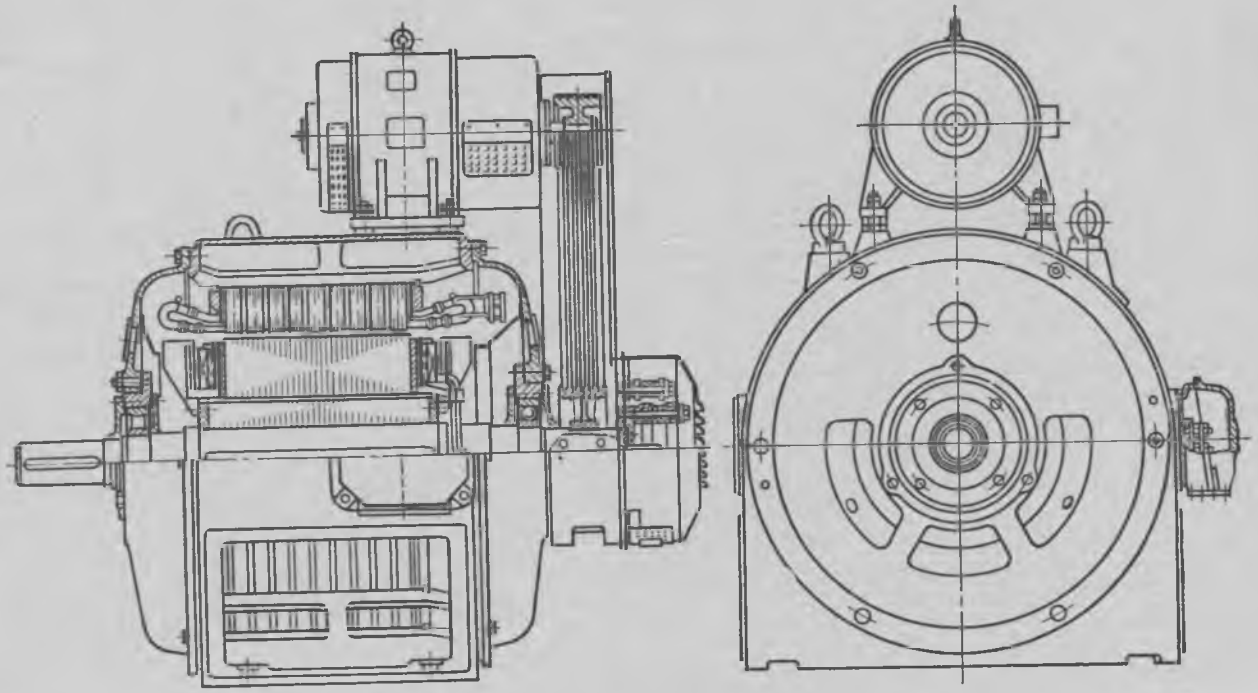


Рис. 62-17. Синхронная машина серии СГД (или СД) в защищенном исполнении.

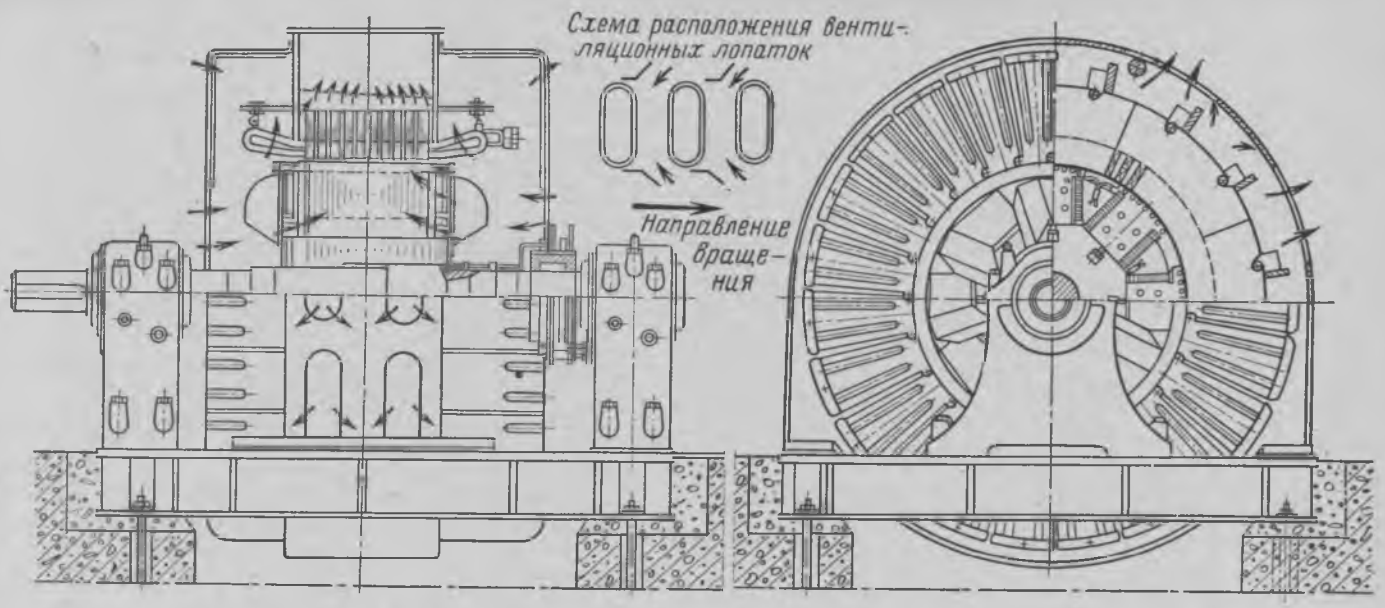


Рис. 62-18. Синхронная машина серии СГН (или СДН) в открытом исполнении.

Генераторы серии ЕСС снабжены автоматической системой самовозбуждения через выпрямители (блок регулирования напряжения устанавливается на корпусе генератора). Представление о технических данных генераторов этих серий можно получить из табл. 62-8.

62-3. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ И СИНХРОННЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ

Крупные синхронные двигатели широко применяются во многих электроприводах, например для привода вентиляторов, насосов, генераторов постоянного тока, когда не требуется регулирование частоты вращения.

Синхронные двигатели общего применения выпускаются в СССР нескольких серий: СД, СДН. Двигатели этих серий изготовляются явнополюсными горизонтальными на двух щитовых (см. рис. 62-17) или двух стояковых (см. рис. 62-18) подшипниках, защищенными или открытыми с самовентиляцией и имеют ряд модификаций по конструктивному исполнению. Машины серий СД и СДН имеют прямое возбуждение. Возбудитель приводится во вращение с помощью клиноременной передачи (см. рис. 62-17) или сопрягается непосредственно с валом генератора.

Технические данные некоторых двигателей этих серий приведены в табл. 62-9.

Таблица 62-9

Технические данные некоторых двигателей серий СД и СДН ($\cos\varphi_н = 0{,}9$ при перевозбуждении, 50 Гц)

$P_н$, кВт	$n_н$, об/мин	$U_н$, кВ	КПД, %	$M_{max}/M_н$	Пусковые данные			Масса, т	Размеры, м	
					$I_п/I_н$	$M_п/M_н$	$M_{0.05}/M_н$		Длина	Ширина
75	750	0,38	96	—	5,65	0,93	—	1,07	1,28	0,828
125	500	0,38	90	1,8	3,5	1,2	0,65	2,35	1,53	1,26
400	500	6	92,6	2,2	5,8	1,0	1,4	4,95	3,27	1,73
1 250	1000	6	95,8	2,0	6,3	1,3	1,2	7,45	3,77	1,73
6 300	1000	6	97,1	2,0	6,9	0,95	1,9	23,1	5,08	2,25
10 000	600	6	97,2	2,0	6,0	1,0	1,6	47,0	4,91	3,70

Примечания: 1. $I_п$, $I_н$ — токи якоря соответственно в пусковом режиме при $s = 1$ и в номинальном режиме;

2. $M_п$, $M_{0.05}$, $M_н$ — вращающие моменты соответственно в пусковом режиме при $s = 1$ и $s = 0{,}05$ и в номинальном режиме.

Технические данные выпускаемых в СССР синхронных компенсаторов серий КС и КСВ приводятся в табл. 62-10.

Синхронные компенсаторы серий КС выполняются закрытыми с воздушным косвенным охлаждением и предназначаются для установки в закрытом помещении. Их вентиляция осуществляется по замкнутому циклу с охлаждением воздуха в водяных охладителях, расположенных в фундаментной яме. Компенсаторы серии КСВ (рис. 62-19) имеют герметически закрытое исполнение и охлаждаются водородом при избыточном давлении 10^5 Па в КСВ-50 и $2 \cdot 10^5$ Па в КСВ-100 и КСВ-160. Водород охлаждается в охладителях, размещенных в торцевых частях статора. Асинхронный пуск компенсаторов осуществляется при пониженном с помощью реактора напряжении (до 40% для КСВ-100 и КСВ-160 и до 50% для всех остальных компенсаторов).

Компенсаторы развивают номинальную мощность при перевозбуждении. Максимальная мощность при недовозбуждении может быть рассчитана по формуле

$$Q_{max} = S_н / X_{*d}.$$

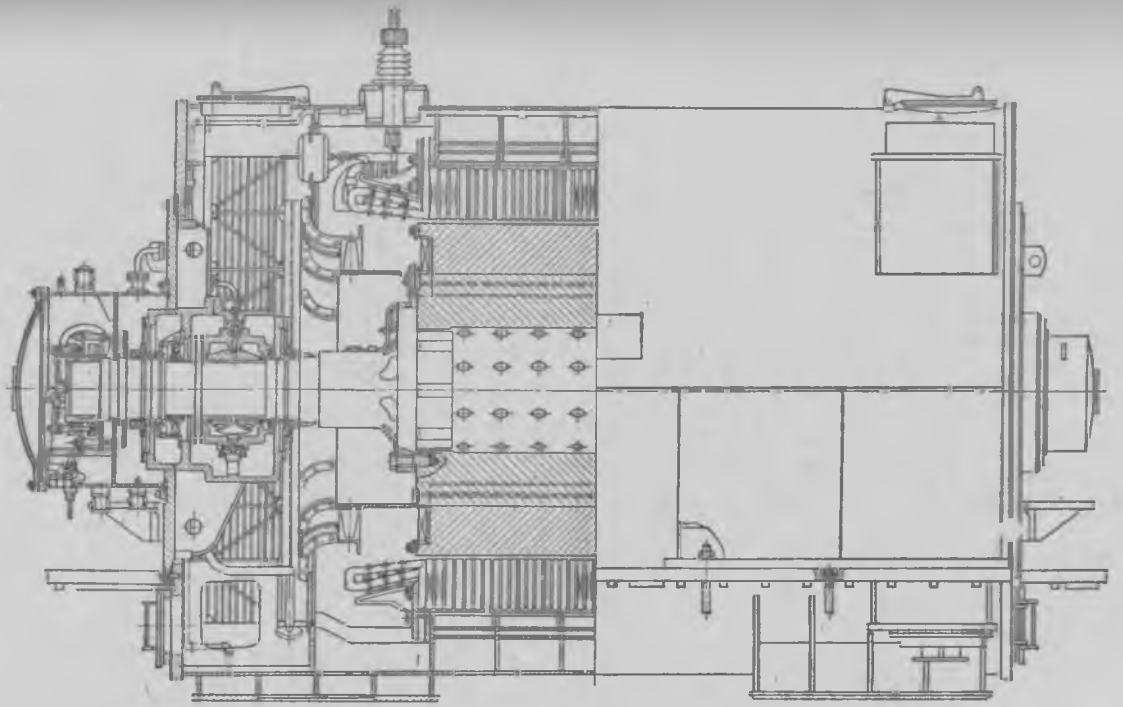


Рис. 62-19. Синхронный компенсатор с косвенным водородным охлаждением.

Таблица 62-10

Технические данные синхронных компенсаторов серий КС и КСВ

Тип	$S_н$, МВ·А	$U_н$, кВ	$n_н$, об/мин	Индуктивные сопротивления, %				Потери, кВт	Пусковые данные при $U_н$			Масса	Размеры, м	
				X_d	X'_d	X''_d	X_0		$I_п/I_н$	$M_п/M_б$	$M_{0.05}/M_б$		Длина	Ширина
КС10-6	10	6,6	1000	185	32	22	10	288	5	1,0	1,3	38,5	4,92	3,2
КС15-6	15	6,6	1000	176	30	20	10	355	5,85	1,4	1,4	48,5	5,5	3,2
КС30-11	30	10,5	750	160	36	22	9,4	532	4,6	1,4	1,4	100	8,09	3,84
КСВ50-11	50	11,0	750	270	47	30	14	700	4,0	0,8	0,9	145	6,3	4,3
КСВ100-11	100	11,0	750	210	40	20	10	1350	5,2	1,5	1,2	220	7,55	4,4
КСВ160-15	160	15,75	750	205	45	21	13	1765	5,1	1,4	1,1	303	9,22	4,4

Примечания: 1. $M_б$ — базисный момент, определенный по номинальной реактивной мощности.
2. $I_п$, $I_н$, $M_п$, $M_{0.05}$ — см. примечания к табл. 62-9.

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ТРЕТЬЯ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

63-1. ОДНОФАЗНЫЕ СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Якорная обмотка этих машин выполняется однофазной (рис. 63-1), ее проводники размещаются примерно на $^2/_3$ каждого полюсного деления. Такую однофазную обмотку можно мыслить образованной из двух фаз обычной трехфазной обмотки, соединенной в звезду, и рассматривать работу однофазной машины как несимметричный режим работы обычной синхронной машины, две фазы которой питаются от линейного напряжения $\dot{U} = \dot{U}_{AB}$ и обтекаются общим током $I = I_A = -I_B$, а третья фаза отключена ($I_C = 0$).

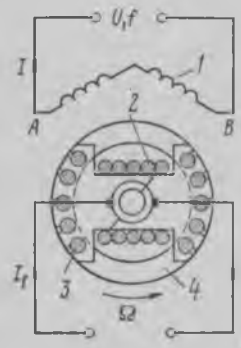


Рис. 63-1. Однофазный синхронный генератор.

1 — обмотка якоря; *2* — обмотка возбуждения; *3* — стержень демпферной обмотки; *4* — короткозамыкающее кольцо демпферной обмотки.

Анализ процессов в однофазной синхронной машине может быть проведен с использованием теории несимметричных режимов трехфазной машины (см. гл. 61). Пульсирующая МДС раскладывается на две одинаковые по амплитуде вращающиеся МДС, одна из которых перемещается с угловой скоростью Ω (синхронно с ротором), вторая со скоростью (—Ω) в противоположную сторону. Синхронная составляющая МДС якоря оказывает на поле возбуждения такое же воздействие, как в обычной синхронной машине; обратно синхронная составляющая перемещается по отношению к ротору с двойной синхронной скоростью 2Ω. Скольжение ротора по отношению к обратной МДС равно двум и в его обмотках (демпферной и возбуждения) индуктируются ЭДС и токи двойной частоты $2f$. Полезный синхронный электромагнитный момент образуется только от взаимодействия синхронного поля с током якоря; обратносинхронное поле приносит только вред. Для эффективного ослабления обратносинхронного поля на роторе однофазных син-

хронных машин всегда устанавливается продольно-поперечная демпферная обмотка со значительно большими сечениями стержней и короткозамыкающих колец, чем в трехфазных синхронных машинах, обладающая достаточно малыми активным сопротивлением и индуктивным сопротивлением рассеяния (уменьшение активного сопротивления приводит к снижению потерь в демпферной обмотке и ее температуры, а также улучшению КПД машины).

Однофазные синхронные генераторы из-за присущих им недостатков (более низкому КПД, большей стоимости и худшим вибрационным характеристикам) используются только в качестве автономных источников однофазного переменного тока. Обычно их мощность не превосходит нескольких десятков киловатт, хотя для питания электрифицированных железных дорог переменного тока построены однофазные гидрогенераторы мощностью до 50 МВт.

63-2. РЕАКТИВНЫЕ СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Реактивными называются явнополюсные синхронные двигатели без обмотки возбуждения на роторе.

Многофазные реактивные двигатели. В многофазных (трех- или двухфазных) реактивных двигателях статор выполняется так же, как в обычных синхронных машинах (рис. 63-2). Для анализа процессов в реактивных синхронных двигателях можно использовать теорию явнополюсных синхронных машин, считая ток возбуждения равным нулю ($I_f = 0$, $E_f = 0$).

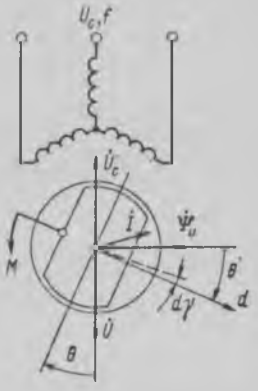


Рис. 63-2. Реактивная синхронная машина (режим двигателя, $\theta < 0$, $M < 0$).

При параллельной работе с сетью $U = \text{const}$ электромагнитный момент M реактивного синхронного двигателя определяется по (58-16) при $\varepsilon = E_f/U = 0$. Момент зависит от угла θ между продольной осью ротора и осью результирующего магнитного поля $\dot{\Psi}_U$, которое в данном случае образуется только током $\dot{I}$ в обмотке якоря. Действие реактивного двигателя основано на различии между магнитными проводимостями по продольной и поперечной осям ротора ($X_d > X_q$). Электромагнитный момент, действующий на ротор двигателя, всегда стремится расположить его продольную ось вдоль поля. В этом можно убедиться, исходя из основного уравнения электромеханического преобразования

$$M = \left(\frac{dW}{d\gamma}\right)_{i=\text{const}}.$$

В реактивной машине энергия магнитного поля $W \sim i^2L$, где L — индуктивность обмотки якоря; i — ток в фазе якоря. При смещении продольной оси ротора d на угол $d\gamma > 0$ в сторону оси МДС якоря (или в сторону оси поля) индуктивность якоря возрастает $dL > 0$ (так как $L_d > L_q$) и приращение энергии магнитного поля $dW = i^2dL$ оказывается положительным

($dW > 0$). Следовательно, $M = \frac{dW}{d\gamma} > 0$, а это означает, что электромагнитный момент направлен в сторону $d\gamma$ и стремится повернуть продольную ось ротора в сторону оси поля. В режиме двигателя (рис. 63-2), когда продольная ось ротора отстает от оси поля ($\theta < 0$), электромагнитный момент M, действующий на ротор, направлен в сторону вращения ($M < 0$). Максимальный электромагнитный момент при $R = 0$ наблюдается при $|\theta| = \pi/4$, он равен:

$$M_{max} = \frac{m_1 U^2}{2\Omega}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right).$$

При анализе реактивных микродвигателей (особенно при мощности порядка несколько ватт и менее) необходимо учитывать влияние активного сопротивления статора (см. § 58-5).



Рис. 63-3. Разрезы магнитопроводов роторов реактивных четырехполюсных синхронных двигателей.

а — обычный магнитопровод с демпферной обмоткой, литой из алюминия; *б* — сегментированный магнитопровод с литой из алюминия демпферной обмоткой, фигурные стержни которой образуют немагнитные промежутки).

Это влияние проявляется в некотором уменьшении максимального момента и угла θ, при котором он наблюдается ($|\theta| < \pi/4$).

Основное достоинство реактивных синхронных двигателей — простота конструкции (отсутствие обмотки и системы возбуждения). Существенный недостаток — потребление реактивной мощности из сети. Это видно из (58-11), если принять в нем $\varepsilon = 0$. В связи с этим трехфазные реактивные двигатели применяются главным образом в приводах небольшой мощности (до нескольких десятков ватт). Для осуществления асинхронного пуска на роторе реактивных двигателей располагают демпферную обмотку, выполняемую в виде неравношаговой литой из алюминия короткозамкнутой обмотки (рис. 63-3, *а*).

Как видно из приведенного уравнения, для увеличения максимального момента нужно уменьшить индуктивные сопротивления X_d и X_q, увеличивая зазор, однако при этом возрастает потребляемая двигателем реактивная мощность и ухудшается его коэффициент мощности.

Для улучшения технических показателей двигателя применяется особая конструкция магнитопровода ротора, в которой предусмотрен ряд немагнитных промежутков на пути поперечного поля, в то время как на пути продольного поля такие промежутки не встречаются. Если в традиционной конструкции удается получить отношение $X_d/X_q \approx 2$, то при секционированном магнитопроводе с немагнитными промежутками, заполненными стержнями

из алюминия (рис. 63-3, *б*), отношение X_d/X_q возрастает до 4—5. За счет этого существенно увеличивается M_{max} при сохранении потребляемой реактивной мощности Q на прежнем уровне. Коэффициент мощности и КПД трехфазных реактивных двигателей с секционированным магнитопроводом приближаются к соответствующим показателям асинхронных двигателей. Это открывает возможность их применения в необходимых случаях при мощности до нескольких киловатт. На торцах секционированного ротора имеются короткозамыкающие кольца, отлитые из алюминия заодно с фигурными стержнями, заполняющими немагнитные промежутки. Из этих стержней и колец образуется пусковая обмотка двигателя.

Однофазные реактивные микродвигатели находят широкое применение в схемах автоматического управления, самопишущих приборах, устройствах видео- и звукозаписи и других установках. Для получения вращающегося магнитного поля при пуске и работе этих двигателей используются те же способы, что и в однофазных асинхронных двигателях. Наибольшее распространение получили однофазные реактивные микродвигатели с экранированными полюсами и конденсаторные реактивные двигатели, статор которых устроен так же, как в аналогичных асинхронных микродвигателях (см. § 47-4, 47-5).

Ротор однофазного реактивного двигателя может иметь такие же конструктивные исполнения, как в многофазном реактивном двигателе. При этом применение ротора с секционированным магнитопроводом (рис. 63-3, *б*) позволяет значительно улучшить пусковые и рабочие свойства двигателя. В отличие от асинхронных однофазных двигателей в реактивном однофазном двигателе короткозамкнутая обмотка в рабочем режиме демпфирует только обратное поле и не оказывает влияния на прямое поле; и наоборот, явнополюсность существенно влияет на прямое поле, так как оно зависит от положения ротора по отношению к МДС, а влияние явнополюсности на обратное поле может учитываться усредненно. Нужно также иметь в виду, что пусковой момент реактивного однофазного двигателя (особенно конденсаторного) при $\Omega = 0$ зависит от начального положения осей ротора по отношению к осям рабочей и пусковой фазы. Это явление связано с различием в магнитных проводимостях и индуктивных сопротивлениях рассеяния короткозамкнутой неравношаговой обмотки по продольной и поперечной осям ротора. В конденсаторных двигателях это может привести при некоторых соотношениях параметров к так называемому «залипанию» ротора при пуске.

Указанное различие между магнитными проводимостями и индуктивными параметрами неравношаговой короткозамкнутой обмотки по продольной и поперечной осям ротора существенно усложняет электромагнитные процессы в однофазном реактивном двигателе по сравнению с однофазным асинхронным двигателем и приводит к еще более резкой зависимости характера вращающегося поля от скорости вращения ротора (при пуске) и от углового положения

ротора в рабочем режиме. В связи с этим поле, приближающееся к круговому, можно получить в конденсаторном двигателе только в каком-либо одном режиме (или при определенной частоте вращения во время пуска, или при определенной нагрузке в рабочем режиме). Во всех остальных режимах эллиптичность поля будет более заметно выражена, чем в аналогичных асинхронных однофазных двигателях. Для получения кругового поля в двух режимах (в рабочем и пусковом) прибегают к изменению емкости конденсаторов, включенных в цепь пусковой обмотки, после втягивания в синхронизм.

В реактивных однофазных двигателях с экранированными полюсами эллиптичность поля проявляется во всех режимах работы и при пуске. Поэтому однофазный реактивный двигатель с экранированными полюсами по всем показателям (КПД, $\cos\varphi$, начальный пусковой момент) уступает конденсаторному реактивному двигателю.

63-3. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С КОГТЕОБРАЗНЫМИ ПОЛЮСАМИ

Синхронные машины с когтеобразными полюсами отличаются от обычных конструкцией магнитопровода индуктора (ротора) и обмотки возбуждения. Магнитопровод индуктора (ротора) состоит

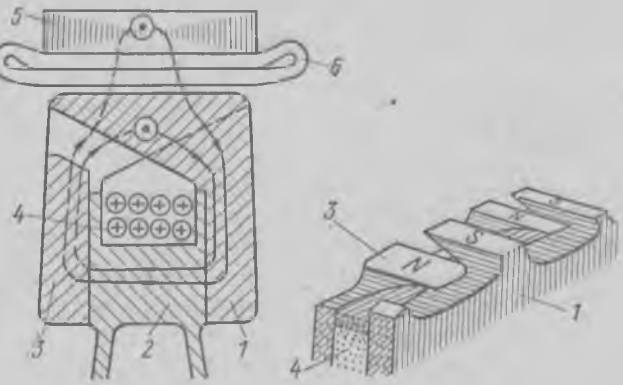


Рис. 63-4. Устройство синхронной машины с когтеобразными полюсами

1 — диск с системой северных полюсов индуктора; *2* — ярмо индуктора; *3* — диск с системой южных полюсов; *4* — обмотка возбуждения; *5* — магнитопровод якоря; *6* — обмотка якоря.

из трех частей (рис. 63-4): ярма *2*, диска *1* с когтеобразными выступами, образующими северные полюсы *N*, и диска *3* с когтеобразными выступами, образующими южные полюсы *S*. Кольцевая обмотка возбуждения *4* располагается между дисками *1* и *3* с выступающими системами полюсов и питается от возбудителя с помощью контактных колец. При возбуждении индуктора образуется магнитное поле, линии которого, охватывающие проводники об-

мотки возбуждения, показаны на рисунке. Большая часть линий, выходящих из северных полюсов, пересекает зазор, сцепляется с обмоткой якоря, проходит по ярму и снова возвращается в индуктор через зазор между зубцами якоря и южными полюсами. Эти линии образуют поток взаимной индукции с обмоткой якоря. Меньшая часть линий направляется прямо от северных полюсов к южным, не образуя полезного потокосцепления с обмоткой якоря. Эти линии образуют поток рассеяния обмотки возбуждения.

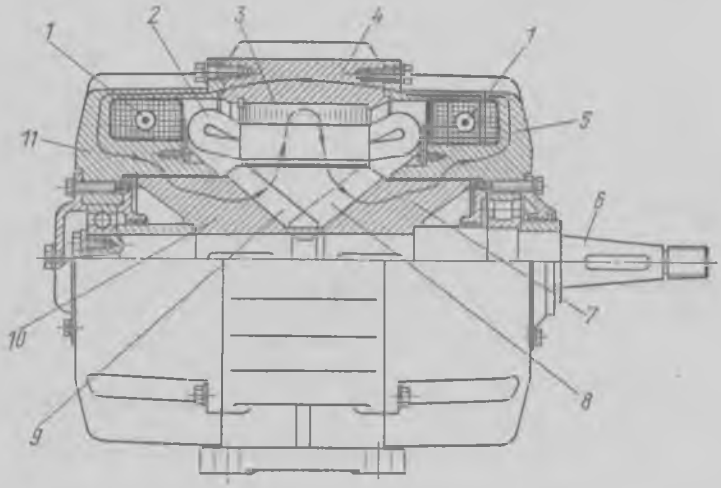


Рис. 63-5. Бесконтактная синхронная машина с когтеобразными полюсами.

1 — кольцевые катушки возбуждения; *2* — обмотка якоря; *3* — магнитопровод якоря; *4* — станина; *5, 11* — подшипниковые щиты; *6* — вал; *7, 10* — ярма южных и северных полюсов; *8, 9* — южные и северные полюсы.

Индукторы с клювообразными полюсами, предложенные английскими инженерами Д. Джиббсом и Э. Фэсквит, получили применение в синхронных генераторах, выпускавшихся фирмами «Броун-Бовери», «Эрликон» и др. в 1890—1900 гг. Однако по мере увеличения относительной длины l/τ и мощности генераторов достоинства индукторов этого типа — простота устройства и малая стоимость обмотки возбуждения — отступили на второй план по сравнению с их существенным недостатком — весьма большим рассеянием потока. Поэтому в настоящее время модификации когтеобразного исполнения применяются только в машинах небольшой мощности с большим числом полюсов в таком промежуточном диапазоне соотношений между угловой частотой сети и угловой скоростью ротора, когда машина с когтеобразными полюсами превосходит по своим показателям и обычную и индукторную синхронные машины. Особенно ценные качества приобретает машина с клювообразными полюсами в исполнении с неподвижной кольцевой обмоткой возбуждения. Поскольку в такой машине исключен скользящий контакт в щеточном устройстве для питания обмотки воз-

буждения, она получила название бесконтактной. Бесконтактный синхронный генератор с когтеобразными полюсами на роторе показан в разрезе на рис. 63-5, его ротор — на рис. 63-6. Обмотка возбуждения генератора состоит из двух неподвижных кольцевых катушек *1*, установленных в углублениях подшипниковых щитов *5*, *11*. Линии поля, возбужденного токами в катушках, замыкаются в основном по пути, показанному на рисунке: от северных полюсов *9* через зазор к зубцам магнитопровода якоря *3*; по ярму и зубцам якоря еще раз через зазор к южным полюсам *8*; по ярму *7* южных полюсов; через зазор между ярмом *7* и щитом *5*; по щиту *5*,



Рис. 63-6. Ротор бесконтактного синхронного генератора с когтеобразными полюсами.

станине *4* и щиту *11*; через зазор между щитом *11* и ярмом *10* северных полюсов; по ярму *10* снова в северные полюсы. Частично рассеиваясь, поле возбуждения сцепляется с обмоткой якоря. При вращении вала *6* вместе с ярмами полюсов *7*, *10* и полюсами *8*, *9* периодически изменяется потокосцепление с обмоткой якоря и в ней индуктируется ЭДС.

Бесконтактные синхронные генераторы и двигатели применяются в случаях, когда обслуживание щеточного устройства затруднено и требуется высокая надежность машины в течение длительной эксплуатации в тяжелых условиях. Такие генераторы применяются, например, для электроснабжения железнодорожных вагонов, их мощность может достигать 10 кВт и более.

63-4. ИНДУКТОРНЫЕ МАШИНЫ [ГЕНЕРАТОРЫ И ДВИГАТЕЛИ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РЕДУКЦИЕЙ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ]

Общие сведения. Индукторными называют синхронные машины, в которых и обмотка якоря, и обмотка возбуждения неподвижны, а ротор представляет собой цилиндрический магнитопровод с равномерно распределенными по его поверхности выступами-зубцами. Электромеханическое преобразование энергии в этих машинах связано с изменением взаимной индуктивности между обмоткой якоря и обмоткой возбуждения, которое происходит при перемещении зубцов магнитопровода ротора относительно зубцов магнитопровода статора (см. § 20-4).

В качестве индукторной синхронной машины могут быть применены любые разновидности исполнения электрической машины с зубчатым ротором и с двумя обмотками того или иного типа, расположенными на статоре. В таких машинах частота изменения взаимной индуктивности между обмотками [см. (20-8)] пропорцио-

нальна числу зубцов ротора Z

$$f = Z\Omega/2\pi.$$

При питании обмотки возбуждения постоянным током в обмотке якоря индуктируется ЭДС той же частоты. Обмотка якоря машины может быть присоединена к автономной нагрузке или включена в электрическую сеть с напряжением той же частоты. При параллельной работе с сетью в зависимости от направления внешнего момента, приложенного к валу, индукторные машины могут работать как в генераторном, так и в двигательном режимах.

Индукторную машину, предназначенную для работы в двигательном режиме, называют *редукторным двигателем*. По своим свойствам и характеристикам индукторные синхронные машины не отличаются от обычных. Их теория строится, исходя из общего математического описания процессов электромеханического преобразования энергии в индуктивных машинах, основные положения которого изложены в § 18-2.

Индукторная машина уступает обычной по своим массо-габаритным показателям; ее размеры и масса существенно больше, чем у обычной синхронной машины. Это объясняется главным образом тем, что поток в зубцовом слое статора индукторной машины изменяется только от минимума до максимума, в то время как в обычной машине он изменяется и по значению, и по направлению. При одинаковых главных размерах и одной и той же максимальной индукции в зубцах амплитуда основной гармонической потока оказывается в индукторной машине в 3—4 раза меньшей. Поэтому индукторные синхронные машины применяются только в тех случаях, когда требуемую частоту затруднительно получить с помощью обычной синхронной многополюсной машины или машины с когтеобразными полюсами.

В зависимости от исполнения обмотки возбуждения различают две основные модификации индукторных синхронных машин: *разноименно полюсные* и *одноименнополюсные*. Обмотка якоря в многофазных машинах всегда делается разноименнополюсной, в однофазных — чаще всего также разноименнополюсной, но может быть и одноименнополюсной. Магнитопровод статора в обеих модификациях может быть как зубчатым, так и гладким. В пределах каждой из указанных модификаций имеется большое количество разновидностей, которые применительно к однофазным машинам в основном описаны в § 20-4. Поэтому здесь в качестве примера разноименнополюсного исполнения приведем машину с зубчатым магнитопроводом статора, которая не была детально рассмотрена ранее.

В этой разноименнополюсной машине (рис. 63-7) обмотка возбуждения OB размещается в больших пазах магнитопровода статора и образует одноперiодное магнитное поле ($p = 1$), линии которого выходят из северного полюса статора в зонах *II* и *III*, попадают через зазор в магнитопровод ротора и возвращаются,

повторно пересекая зазор, в южный полюс статора в зонах *I* и *IV*. Обмотка якоря *ОЯ* выполняется на то же число периодов, что и обмотка возбуждения, и размещается в больших пазах статора, смещенных на $^1/_4$ периода относительно пазов *ОВ*. Число зубцов ротора выбирается равным $Z = 2pk$, где k — нечетное число (на рис. 63-7 число зубцов $Z = 2 \cdot 1 \cdot 7 = 14$). На поверхности больших зубцов статора (в зонах *I* — *IV*) делается ряд углублений, между которыми образуются малые зубцы статора с угловым шагом, равным шагу зубцов ротора $\alpha_Z = 2\pi/Z$. Число малых зубцов в каждой из зон выбирается одинаковым (на рис. 63-7 по три малых зубца в зоне).

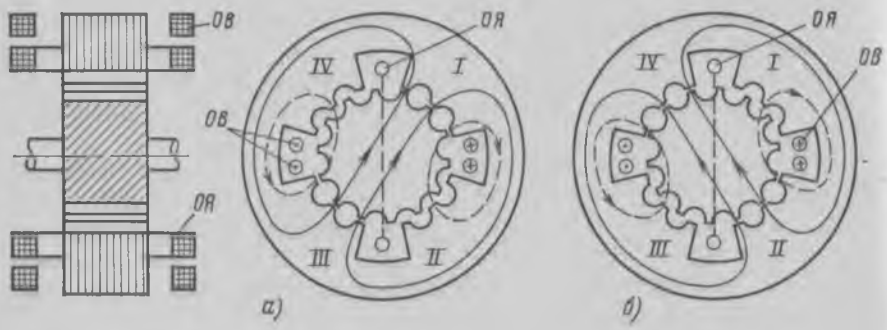


Рис. 63-7. Индукторная синхронная машина в разноименнополюсном исполнении.

При вращении ротора взаимное расположение зубцов статора и ротора периодически изменяется. В положении ротора по рис. 63-7, *а* зубцы ротора совпадают с малыми зубцами статора в зонах *I* и *III*, магнитная проводимость зазора в этих зонах делается максимальной, и линии поля возбуждения ориентируются в основном так, как показано сплошными линиями (пунктиром показаны линии поля, замыкающиеся через зоны *II*, *IV* с малой проводимостью, в которых зубцы располагаются против пазов статора). После поворота ротора на половину зубцового шага, т. е. на угол $\alpha_Z/2 = \pi/Z$, когда ротор оказывается в положении по рис. 63-7, *б*, зубцы ротора совпадают с зубцами статора в зонах *II* и *IV*, и линии поля возбуждения ориентируются в основном так, как показано сплошными линиями. Сравнивая рис. 63-7, *а* и *б*, видим, что направление, в котором поле пересекает плоскость катушки якоря *ОЯ*, изменяется на обратное.

После поворота ротора еще на половину зубцового шага, т. е. на угол $\alpha_Z/2$, будет наблюдаться та же картина поля, что и в исходном положении по рис. 63-7, *а*. Таким образом потокосцепление с обмоткой якоря будет изменяться с периодом $T = \alpha_Z/\Omega$, соответствующим повороту ротора на угол α_Z. В качестве примера одноименнополюсного исполнения приведем машину с зубчатым магнитопроводом статора, отличающуюся от аналогичной машины

по рис. 20-9 только тем, что ее обмотка якоря уложена в большие пазы.

В этой одноименнополюсной машине (рис. 63-8) обмотка возбуждения *ОВ* представляет собой кольцевую катушку, охватывающую вал ротора и расположенную между подшипниковым щитом и магнитопроводом статора и ротора. Такая обмотка образует осесимметричное магнитное поле возбуждения. Все линии поля возбуждения (одна из них показана на продольном разрезе) замыкаются вокруг обмотки возбуждения. От ротора, намагниченного как северный полюс, линии поля направляются через зазор к ста-

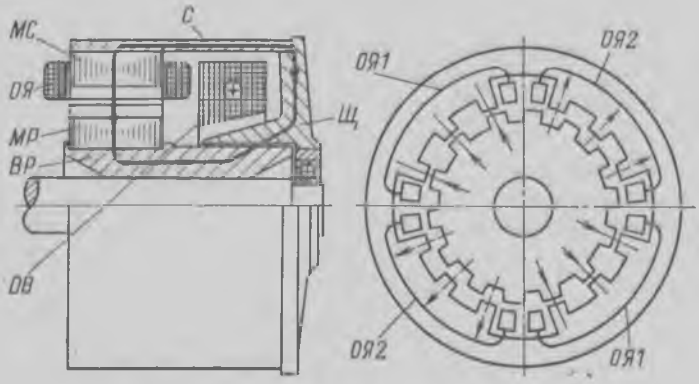


Рис. 63-8. Индукторная синхронная машина в одноименнополюсном исполнении.

тору, намагниченному как южный полюс. Магнитная цепь поля взаимной индукции, сцепляющего обмотку якоря *ОЯ1* и *ОЯ2* с обмоткой возбуждения *ОВ*, включает следующие участки: магнитопровод ротора *МР*, главный зубчатый зазор, магнитопровод статора *МС*, станину *С*, подшипниковый щит *Щ*, дополнительный кольцевой зазор и втулку *ВР*, на которой укреплен магнитопровод ротора. Обмотка якоря состоит из двух частей: *ОЯ1* и *ОЯ2*, катушки которых размещаются в больших пазах магнитопровода статора. Магнитопровод ротора ничем не отличается от магнитопровода ротора в разноименнополюсной машине по рис. 63-7; его число зубцов равно $Z = (Z_б/2)k$, где $Z_б$ — число больших пазов в магнитопроводе статора, k — нечетное число [на рис. 63-8 число зубцов ротора $Z = (4/2)\cdot 7) = 14$].

На поверхности больших зубцов статора, охватываемых катушками *ОЯ1* и *ОЯ2*, имеются углубления, между которыми образуются малые зубцы статора с угловым шагом, равным шагу зубцов ротора $\alpha_Z = 2\pi/Z$ (на рис. 63-8 в зоне между большими пазами располагается по три малых зубца). При вращении ротора взаимное расположение зубцов статора и ротора периодически изменяется. В положении ротора по рис. 63-8 зубцы ротора совпадают с малыми зубцами в зонах, охватываемых катушками *ОЯ1*; магнитная проводимость зазора в этих зонах становится максималь-

ной, линии поля возбуждения ориентируются в основном так, как показано сплошными линиями, и сцепляются с катушками *ОЯ1*. Потокосцепление линий, показанных пунктиром, с катушками *ОЯ2* получается существенно меньшим, поскольку в зонах, охваченных этими катушками, зубцы ротора располагаются против пазов статора и магнитная проводимость зазора минимальна.

После поворота ротора на половину зубцового шага, т. е. на угол $\alpha_Z/2 = \pi/Z$, зубцы ротора совпадают с зубцами статора в зонах, охваченных катушками *ОЯ2*, и потокосцепление этих катушек становится максимальным, а потокосцепление катушек *ОЯ1* — минимальным. Периоду T изменения потокосцепления обмотки якоря соответствует поворот ротора на угол α_Z. Поэтому, так же как в случае разноименнополюсного исполнения, $T = \alpha_Z/\Omega$. Поскольку изменения потокосцеплений в частях фазы *ОЯ1* и *ОЯ2* смещены во времени на $T/2$ или, иными словами, находятся в противофазе, эти части обмотки должны быть включены между собой встречно. Катушки в пределах частей обмотки (*ОЯ1* или *ОЯ2*) включаются согласно.

Индукторные синхронные генераторы. Индукторная синхронная машина первоначально получила применение в качестве генератора. В 1854 г. Найтом получен английский патент на генератор, соответствующий по принципу работы этому классу машин. Индукторный генератор, напоминающий по своей конструкции современные машины этого типа, изобретен в 1877 г. П. Н. Яблочковым. После изобретения в 1895 г. радио индукторные генераторы стали применять главным образом для питания антенного контура радиостанции токами высокой частоты 50 кГц и более. При этом, несмотря на то что еще в 1901 г. Гюи был предложен индукторный генератор с зубчатым магнитопроводом статора, называемый теперь генератором с пульсирующим потоком зубца ротора (см. § 20-4, пп. «в» и «д»), еще долгое время (примерно до 20-х годов) использовались исключительно индукторные генераторы с гладким магнитопроводом статора, называемые теперь генераторами с постоянным потоком (см. § 20-4, пп. «б» и «г»).

Для получения указанных выше высоких частот разноименнополюсная обмотка якоря этих генераторов выполнялась с минимально возможным числом периодов, а их ротор вращался с предельно допустимой частотой (до 20 000 об/мин). Трудности, связанные с созданием генераторов на столь высокие частоты, удалось преодолеть только после внедрения генераторов с пульсирующим потоком зубца ротора, в которых высокую частоту получают путем увеличения числа зубцов ротора и статора. В настоящее время индукторные генераторы на радиостанциях вытеснены другими источниками повышенной частоты. Зато теперь они широко используются при осуществлении таких технологических процессов, как электроплавка, электросварка, электротермообработка, электросушка и др., требующих источников питания частотой 1000—

10 000 Гц. Они служат также для питания высокоскоростного электропривода, радиолокационных и других установок.

Электропромышленностью СССР освоен серийный выпуск преобразователей частоты, состоящих из индукторного синхронного генератора повышенной частоты и сопряженного с ним асинхронного двигателя, получающего питание от сети частотой 50 Гц.

Преобразователи серии ВПЧ имеют однокорпусное закрытое вертикальное исполнение. Роторы генератора и двигателя укрепляются на общем валу и приводятся во вращение с синхронной частотой 3000 об/мин. Серия включает преобразователи мощностью от 12 до 100 кВт с частотой 2400 или 8000 Гц. Генераторы серии выполняются разноименнополюсными: при частоте 2400 Гц — с постоянным потоком зубца ротора, при 8000 Гц — с переменным.

Преобразователи серии ВГО выпускаются мощностью 250 кВт на частоту 2500 Гц; 500 кВт — на частоты 1000, 2500 и 8000 Гц; 1500 кВт — на частоты 500, 1000 и 2500 Гц.

Кроме того, мелкими сериями изготавливаются индукторные синхронные генераторы самых различных мощностей, частот тока и вращения.

Индукторные синхронные двигатели. Это название получили индукторные синхронные машины, предназначенные для работы в режиме двигателя и позволяющие получить весьма малые частоты вращения без использования механических редукторов. Поскольку терминология в этой области еще не сложилась, их называют также редукторными синхронными двигателями, синхронными двигателями с электромагнитной редукцией частоты вращения или субсинхронными. Несмотря на то что по своему устройству эти двигатели в принципе ничем не отличаются от синхронных индукторных генераторов соответствующих модификаций, они нашли практическое применение много позже и получили заметное распространение лишь в 60—70-х годах. Синхронная частота вращения индукторных двигателей при заданной частоте питания f зависит только от числа зубцов Z магнитопровода ротора $n = \Omega/2\pi = f/Z$. Выбирая достаточно большое число зубцов, можно получить весьма низкие синхронные частоты вращения. Например, при $f = 50$ Гц и $Z = 100$ получим $n = 0{,}5$ об/с, или 30 об/мин.

В тех случаях, когда число зубцов ротора $Z = Z_1$ не слишком велико и имеется возможность выполнить разноименнополюсную якорную обмотки *2* с числом периодов, близким к числу зубцов ротора, применяется исполнение с гладким магнитопроводом статора в двух модификациях:

1) с гладким статором и с разноименнополюсным (или, как иногда называют, радиальным) возбуждением (см. § 20-4, п. «б», рис. 20-6);

2) с гладким статором и с одноименнополюсным (или, как иногда называют, аксиальным) возбуждением (см. § 20-4, п. «г», рис. 20-8).

В тех случаях, когда число зубцов ротора настолько велико, что конструкция с гладким статором не выполнима, применяется

исполнение с зубчатым статором в двух аналогичных модификациях:

1) с зубчатым статором и с разноименнополюсным возбуждением (см. рис. 63-7, а также § 20-4, п. «в» и рис. 20-7);

2) с зубчатым статором и с одноименнополюсным возбуждением (см. рис. 63-8, а также § 20-4, п. «д» и рис. 20-9).

Обмотка возбуждения двигателей получает питание от сети переменного тока через выпрямитель. В двигателях с самовозбуждением энергия в обмотку возбуждения передается трансформаторным путем от якорной обмотки. В этом случае цепь обмотки возбуждения замыкается накоротко через выпрямитель, а для обеспечения трансформаторной связи применяется разноименнополюсное исполнение с отношением p_2/p_1, равным нечетному числу. Как в двигателях с разноименнополюсным возбуждением, так и в двигателях с одноименнополюсным возбуждением поле возбуждения может быть получено с помощью соответствующим образом намагниченных постоянных магнитов. Якорная обмотка двигателей выполняется однофазной, двухфазной или трехфазной. Пуск двигателей в ход осуществляется прямым включением в сеть.

В однофазных двигателях кроме рабочей предусматривается пусковая обмотка, присоединяемая к сети через конденсатор. Для облегчения пуска на роторе двигателя иногда размещают короткозамкнутую обмотку, токи в которой взаимодействуют с полем якорной обмотки, вращающимся с угловой скоростью $\Omega_2 = 2\pi f/p_2$, во много раз превышающей номинальную синхронную угловую скорость двигателя $\Omega = 2\pi f/Z_4$. Параметры короткозамкнутой обмотки должны быть подобраны таким образом, чтобы пусковой момент превосходил момент внешней нагрузки, но был меньше максимального синхронного момента (в противном случае ротор может «проскочить» номинальную частоту вращения). Если момент инерции ротора не слишком велик, а синхронная частота вращения достаточно мала, двигатель может быть запущен в ход и при отсутствии короткозамкнутой обмотки только за счет синхронного момента. В этом случае ротор успевает достигнуть синхронной частоты вращения и втянуться в синхронизм в течение полупериода изменения синхронного момента, когда его направление остается неизменным.

Синхронные индукторные двигатели небольшой мощности на частоты вращения 1, 2 и 60 об/мин выпускаются в СССР серий ДСР и ОРД (соответственно в трехфазном и однофазном исполнениях).

Индукторные реактивные двигатели. Индукторными в отличие от обычных реактивных синхронных двигателей называют невозбужденные однофазные или трехфазные синхронные двигатели, ротор которых имеет число зубцов, большее, чем число полюсов якорной обмотки, т. е. $Z > 2p_2$ (в обычной реактивной синхронной машине $Z = 2p$, см. § 63-2, а также § 20-3).

Однообмоточные машины такого типа с зубчатыми магнитопроводами статора и ротора описаны в § 20-3. Их статор обязательно

должен быть зубчатым, а число зубцовых делений статора в окружности зазора Z_3' должно либо совпадать с числом зубцов ротора Z_4 ($Z_3' = Z_4$, рис. 20-2), либо отличаться от него на число полюсов якорной обмотки ($Z_4 - Z_3' = 2p_1$, рис. 20-3). Индуктивность якорной обмотки изменяется в реактивной синхронной машине с угловой частотой $\omega = 2\pi f = Z\Omega$, а для получения электромеханического преобразования, как показано в § 21-1, необходимо присоединить якорную обмотку к сети с угловой частотой $\omega_1 = 2\pi f_1 = \omega/2$, откуда следует, что в синхронном режиме реактивный двигатель вращается с угловой скоростью $\Omega = 2\omega_1/Z = 4\pi f_1/Z$, т. е. со скоростью, в 2 раза большей, чем у индукторного двигателя с тем же числом зубцов на роторе.

63-5. ДВИГАТЕЛИ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ И ДВИГАТЕЛИ С ГИБКИМ ВОЛНОВЫМ РОТОРОМ

Эти двигатели, так же как двигатели, рассмотренные в предыдущем параграфе, применяются для получения низких частот вращения. Однако в них для понижения частоты вращения используется не электромагнитная, а механическая редукция.

Двигатели с катящимся ротором предложены в 1944 г. А. И. Москвитиным. Они отличаются от всех прочих двигателей двумя важными признаками: во-первых, магнитопровод их ротора лишен не только обмоток, но и каких-либо выступов-зубцов на своей гладкой цилиндрической поверхности и, во-вторых, их ротор под действием вращающегося поля катится по специальным направляющим, занимая эксцентричное положение внутри статора. Устройство двигателя показано на рис. 63-9. На его статоре размещаются две обмотки: разноименнополюсная якорная обмотка *1* и одноименнополюсная обмотка возбуждения *2*. Якорная обмотка может быть не только двухфазной, как на рис. 63-9, но и трехфазной или многофазной, однако в любом случае она должна быть однопериодной ($p_1 = 1$). Обмотка возбуждения состоит из двух симметрично расположенных катушек, охватывающих вал. Однопериодное магнитное поле, образуемое якорной обмоткой, замыкается по главным магнитопроводам статора *3* и ротора *4*. Оба магнитопровода набираются из электротехнической стали и выполняются гладкими (открытия пазов статора выбирают настолько маленькими, что с влиянием зубчатости статора на работу двигателя можно не считаться). Для создания путей, по которым проходит поток возбуждения, используются вспомогательные магнитопроводы статора *5* и ротора *7*, которые также набраны из электротехнической стали и имеют форму цилиндров. Таким образом, магнитная цепь для потока возбуждения включает следующие участки: главный зазор, магнитопровод *3*, корпус статора *6*, магнитопровод *5*, дополнительный зазор, магнитопровод *7*, вал *8*, магнитопровод *4*. На валу *8* ротора укрепляются катки *10*. При движении под действием

вращающегося поля ротор через катки *10* опирается на цилиндрические направляющие *9*.

Диаметры катков $D_р$ и направляющих $D_с$ подбираются таким образом, чтобы образовывался достаточно большой эксцентриситет

$$e = \frac{\delta_{max} - \delta_{min}}{2} = \delta_{max} - \delta,$$

и при этом магнитопровод ротора не касается магнитопровода статора, т. е. $\delta_{min} > \delta_{доп}$. Здесь δ_{max}, δ_{min}, δ, $\delta_{доп}$ — соответственно максимальный, минимальный, средний и допустимый зазоры.

Не трудно заметить, что указанные соотношения удовлетворяются при $D_с - D_р = 2e$. Катки *10* и направляющие *9* делаются либо зубчатыми, либо гладкими из специальных износоустойчивых материалов, обладающих значительным коэффициентом трения.

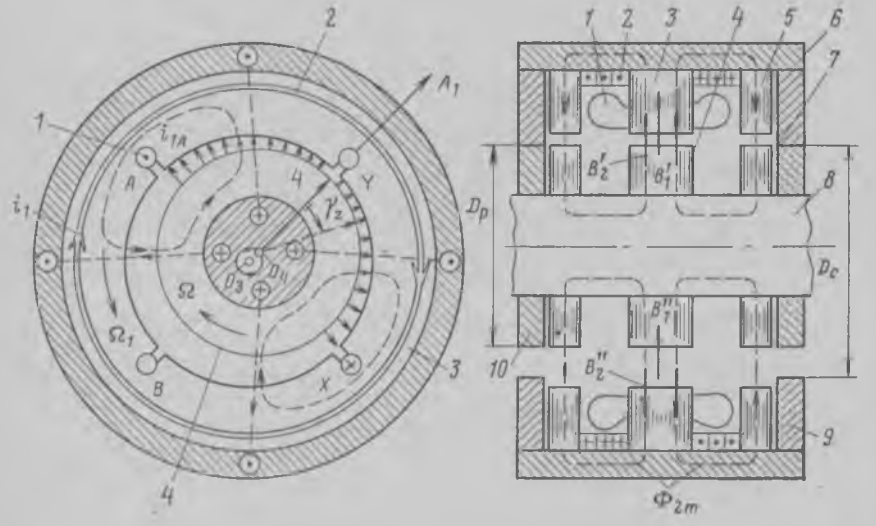


Рис. 63-9. Двигатель с катящимся ротором ($p_1 = 1$, $m_1 = 2$).

Для приведения двигателя в движение необходимо возбудить обмотку *2* постоянным током i_2 и включить его якорную обмотку в двухфазную сеть переменного тока частотой f_1. При этом обмотка возбуждения образует в зазоре униполярное поле, а обмотка якоря — одноперіодное вращающееся поле, которое будет перемещаться с угловой скоростью $\Omega_1 = \omega_1 = 2\pi f_1$. Поскольку на одном из полюсных делений эти поля будут складываться ($B' = B'_1 + B'_2$), а на другом — вычитаться ($B'' = B''_1 - B''_2$), ротор притянется в сторону полюсного деления с большей среднеквадратичной индукцией $B''_д > B'_д$. На рис. 63-9 показано положение, которое займет ротор при токах $i_{1A} = I_{1m}$ и $i_{1B} = 0$, когда ось вращающегося поля якоря совпадает с осью фазы A_1: зазор на оси A_1 будет минимален (δ_{min}), в диаметрально противоположной точке — макси-

мален (δ_{max}). При этом сила радиального магнитного тяжения, пропорциональная $(B_д^-)^2 - (B_д^-)^2$, прижмет катки *10* к направляющим *9*. Перемещаясь, поле стремится увлечь за собой ротор, и, поскольку силы трения скольжения превосходят силы трения качения, он будет катиться на катках по направляющим. После того, как в течение периода изменения тока T_1 ось поля повернется на угол 2π против часовой стрелки и снова совпадет с осью A_1, точка тела ротора *4*, занимавшая вначале положение на оси A_1, повернется на угол γ_Z и займет положение, показанное пунктиром. Угол γ_Z равен разности углов, на которые смещается точка минимального зазора соответственно по поверхностям ротора и статора, т. е.

$$\gamma_Z = \frac{D_c}{D_р} 2\pi - 2\pi.$$

Таким образом, ротор будет вращаться во много раз медленнее, чем поле (в противоположную сторону по отношению к полю). Его угловая скорость за счет механической редукции при качении катков по направляющим уменьшится в $D_р/(D_c - D_р)$ раз по сравнению со скоростью поля

$$\Omega = \frac{\gamma_Z}{T_1} = \frac{D_c - D_р}{D_р} \Omega_1.$$

Определение вращающего момента двигателя существенно облегчается, если заметить, что в электромагнитном отношении он является по существу индукторным синхронным двигателем с гладким статором и одноименнополюсным возбуждением (см. § 20-4, п. «б», рис. 20-6). Действительно, при однопериодной якорной обмотке ($p_1 = 1$) ротор такого индукторного двигателя имеет всего один зубец, так как согласно (20-12) $Z_4 = p_1 = 1$, а эксцентрично смещенный цилиндрический ротор в отношении распределения магнитной проводимости вполне аналогичен однозубцовому ротору. Если бы цилиндрический ротор был эксцентрично закреплен на валу, опирающемся на подшипники, он вращался бы с угловой скоростью $\Omega = 2\pi f_1/Z_4 = 2\pi f_1 = \Omega_1$. За счет механической редукции его скорость понижается до указанного ранее значения. Поэтому вращающий момент двигателя с катящимся ротором можно выразить так же, как в любом электромеханическом устройстве, через изменение энергии магнитного поля dW при повороте на угол $d\gamma$ за счет качения, если токи в обмотках будут зафиксированы, т. е.

$$M = dW/d\gamma.$$

Поскольку угол поворота ротора γ при качении связан с углом поворота γ_1 при простом вращении полученным ранее соотношением $\gamma = \frac{D_c - D_р}{D_р} \gamma_1$, момент M при качении ротора превосходит момент $M_1 = \frac{dW}{d\gamma_1}$ при вращении эксцентричного ротора в подшип-

никах в $D_р/(D_с - D_р)$ раз, т. е. $M = \frac{D_р}{D_с - D_р} M_1$. Отношение $\frac{D_р}{D_с - D_р}$, называемое коэффициентом механической редукции, может составлять 100 и более. Это позволяет получать с помощью двигателей с катящимся ротором очень малые частоты вращения — от нескольких до десятков об/мин и большие вращающие моменты.

Основные недостатки двигателя с катящимся ротором связаны с тем, что центр тяжести ротора двигателя O_4 вращается по окружности с радиусом O_4O_3 с большой угловой скоростью, равной Ω_1. Это круговое движение центра тяжести ротора приводит к необходимости применения специальных муфт для передачи вращения от ротора к выходному валу, а также к возникновению вибраций и шума при работе двигателя.

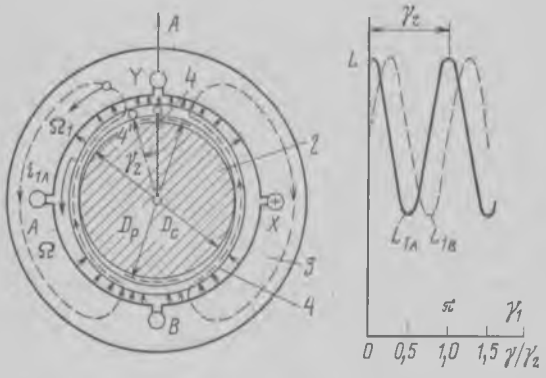


Рис. 63-10. Двигатель с гибким волновым ротором ($p_1 = 1$, $m_1 = 2$).

Двигатели с гибким волновым ротором отличаются тем, что их тонкостенный полый ротор *4* из ферромагнитного материала может деформироваться под действием сил магнитного тяжения (рис. 63-10). Притягиваясь к статору в местах, соответствующих максимальной индукции вращающегося поля, ротор приобретает форму многоугольника с плавными переходами, число Z_4 выступов-вершин которого совпадает с числом полюсов поля $2p_1$. При двухполюсном поле $2p_1 = 2$, как на рис. 63-10, ротор приобретает форму эллипса, имеющего два выступа-зубца $Z_4 = 2$, в которых зазор минимален (δ_{min}), и две впадины, в центре которых зазор максимален (δ_{max}). Деформации ротора ограничиваются цилиндрическими направляющими *2*, на которые ротор опирается непосредственно, как на рис. 63-10, или через гибкие катки. Соприкасающиеся поверхности катков ротора и направляющих *2* для исключения проскальзывания целесообразно выполнять зубчатыми. Направляющие могут располагаться и снаружи катков ротора, как в двигателе с катящимся ротором на рис. 63-9. Опорный диаметр $D_р$ недеформированного ротора и диаметр $D_с$ направляющих *2* выбираются, исходя из условия $D_р - D_с = \delta_{max} - \delta_{min}$.

Магнитопровод статора *3* выполняется гладким, в его пазах размещаются двух(или трех)фазная обычно однопериодная обмотка *1*, получающая питание от сети переменного тока частотой f_1. На рис. 63-10 показано положение ротора при токах $i_{1A} = I_{1max}$, $i_{1B} = 0$,

когда индукция вращающего поля максимальна на оси фазы A и в диаметрально противоположной точке. Под действием магнитного притяжения деформированный ротор прижимается к направляющим в двух точках, расположенных в зонах максимальных зазоров. Перемещаясь, поле увлекает за собой со скоростью поля волну деформации и точки соприкосновения гибкого ротора и направляющих. Угловая скорость тела самого гибкого ротора за счет механической редукции при обкатывании катков ротора по направляющим оказывается уменьшенной в $\frac{D_c}{(D_p - D_c)}$ раз по сравнению со скоростью поля

$$\Omega = \frac{\gamma_Z}{T_1} = \frac{D_p - D_c}{D_c}\Omega_1,$$

где $\gamma_Z = \frac{D_p - D_c}{D_c} 2\pi$ — угол поворота ротора в течение периода T_1 изменения тока. При этом в случае $D_p > D_c$ ротор вращается в ту же сторону, что и поле, а при $D_p < D_c$ — в противоположную сторону.

При определении вращающего момента двигателя нужно иметь в виду, что в электромагнитном отношении он является по существу реактивным синхронным двигателем (см. § 63-2). Действительно, количество выступов-зубцов на деформированном роторе $Z_4 = 2p_1$ получается таким же, как на явнополюсном роторе. Если бы деформированный ротор имел возможность вращаться со скоростью поля, то действующий на него момент M_1 можно было бы рассчитать по (58-16), приняв $\varepsilon = 0$. За счет механической редукции частоты вращения, которая приводит к уменьшению частоты вращения в $D_c/(D_p - D_c)$ раз, этот момент во столько же раз увеличивается и становится равным

$$M = \frac{m_1 U^2}{2\Omega_1}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{D_c}{D_p - D_c}\sin 2\vartheta,$$

где U — фазное напряжение; X_d, X_q — индуктивные сопротивления по «продольной» и «поперечной» осям деформированного гибкого ротора; ϑ — угол между осью поля и продольной осью деформированного ротора.

Гибкий ротор по сравнению с катящимся ротором обладает двумя несомненными достоинствами: он обладает меньшим моментом инерции и обеспечивает работу двигателя без шума и вибрации, так как его центр тяжести остается неподвижным.

63-6. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В синхронных машинах этого типа постоянно-направленное поле возбуждения образуется с помощью постоянных магнитов. Синхронные машины с постоянными магнитами не нуждаются в возбудителе и благодаря отсутствию потерь на возбуждение и в скользящем контакте обладают высоким КПД, их надежность

существенно выше, чем у обычных синхронных машин, в которых вращающаяся обмотка возбуждения и щеточное устройство достаточно часто повреждаются; кроме того, они практически не нуждаются в обслуживании в течение всего срока службы.

Постоянные магниты могут заменять обмотку возбуждения как в многофазных синхронных машинах обычного исполнения, так и во всех специальных исполнениях, которые были описаны выше (однофазных синхронных машинах, синхронных машинах с клювообразными полюсами и в индукторных машинах).

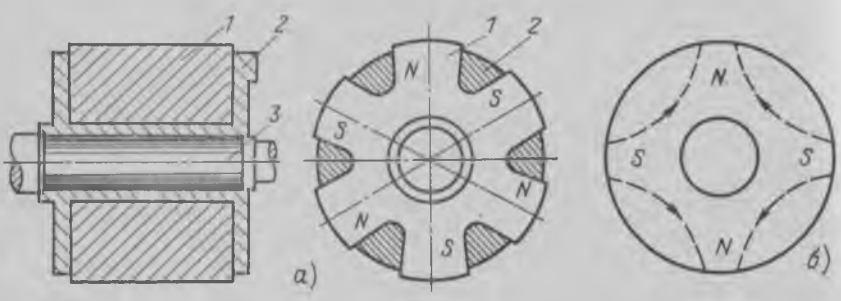


Рис. 63-11. Индукторные магнитные системы с цилиндрическим и звездообразным магнитами.

а — звездообразный магнит без полюсных башмаков; *б* — четырехполюсный цилиндрический магнит 4.

Синхронные машины с постоянными магнитами отличаются от своих аналогов с электромагнитным возбуждением конструкцией индукторных магнитных систем. Аналогом ротора обычной неявнополюсной синхронной машины является цилиндрический кольцеобразный магнит, намагничиваемый в радиальном направлении (рис. 63-11, *б*). Явнополюсному ротору обычной машины с электромагнитным возбуждением аналогичен ротор со звездообразным магнитом по рис. 63-11, *а*, в котором магнит *1* крепится на валу *3* заливкой из алюминиевого сплава *2*.

В роторе с когтеобразными полюсами (рис. 63-12) кольцевой магнит, намагниченный в осевом направлении, заменяет кольцевую обмотку возбуждения (ср. с рис. 63-4). В разноименнополюсной индукторной машине по рис. 63-7 электромагнитное возбуждение может быть заменено магнитным, как показано на рис. 63-13 (вместо трех малых зубцов в каждой из зон *I* — *IV* на рис. 63-7 здесь имеется по одному зубцу в каждой из зон). Соответствующий аналог с магнитным возбуждением имеется и у одноименнополюсной машины по рис. 63-8. Постоянный магнит может быть в этом случае выполнен в виде намагниченного в осевом направлении кольца, которое вставлено между станиной и подшипниковым щитом.

Для описания электромагнитных процессов в синхронных машинах с постоянными магнитами вполне пригодна теория синхрон-

ных машин с электромагнитным возбуждением, основы которой изложены в предыдущих главах раздела. Однако для того, чтобы воспользоваться этой теорией и применить ее для расчета характеристик синхронной машины с постоянными магнитами в генераторном или двигательном режиме, нужно предварительно определить с помощью кривой размагничивания постоянного магнита ЭДС

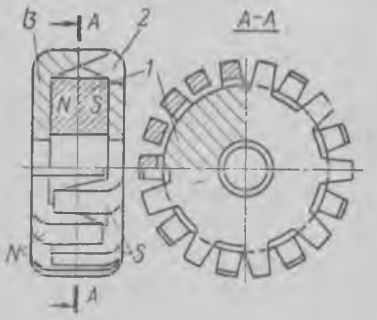


Рис. 63-12. Ротор с когтеобразными полюсами, возбуждаемый постоянным магнитом.

1 — кольцевой постоянный магнит; *2* — диск с системой южных полюсов; *3* — диск с системой северных полюсов.

холостого хода E_f или коэффициент возбужденности $\varepsilon = E_f/U$ и рассчитать индуктивные сопротивления X_{ad} и X_{aq} с учетом влияния магнитного сопротивления магнита, которое может быть настолько существенным, что $X_{ad} < X_{aq}$.

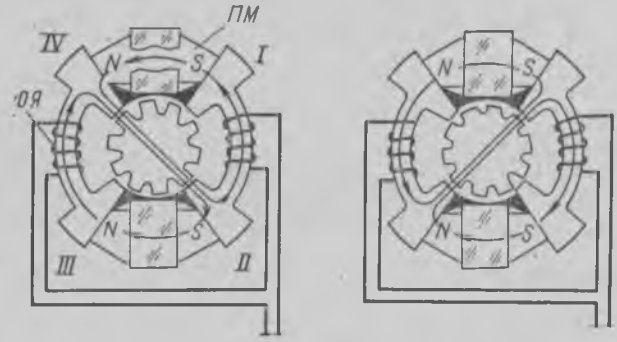


Рис. 63-13. Индукторный разноименнополюсной генератор с магнитоэлектрическим возбуждением.

ОЯ — обмотка якоря; *ПМ* — постоянный магнит.

Машины с постоянными магнитами были изобретены еще на заре развития электромеханики. Однако широкое применение они получили в течение последних десятилетий в связи с разработкой новых материалов для постоянных магнитов с большой удельной магнитной энергией (например, типа магнико или сплавов на основе самария и кобальта). Синхронные машины с такими магнитами по своим массо-габаритным показателям и эксплуатационным характеристикам в определенном диапазоне мощностей и частот

вращения вполне могут конкурировать с синхронными машинами, имеющими электромагнитное возбуждение.

Мощность быстроходных синхронных генераторов с постоянными магнитами для питания бортовой сети самолетов достигает десятков киловатт. Генераторы и двигатели с постоянными магнитами небольшой мощности применяются главным образом в самолетах, автомобилях, тракторах, где их высокая надежность имеет первостепенное значение. В качестве микродвигателей они широко применяются и во многих других областях техники. По сравнению с реактивными двигателями они обладают более высокой стабильностью частоты вращения, лучшими энергетическими показателями, уступая им в отношении стоимости и пусковых свойств.

По способам пуска в ход синхронные микродвигатели с постоянными магнитами делятся на две группы: самозапускающиеся двигатели и двигатели с асинхронным пуском.

Самозапускающиеся микродвигатели с постоянными магнитами применяются для приведения в движение механизмов часов и различных реле, разнообразных программных устройств и т. п. Номинальная мощность этих двигателей не превышает нескольких ватт (обычно составляет доли ватта). Для облегчения пуска двигатели выполняют многополюсными ($p > 8$) и получают питание от однофазной сети промышленной частоты.

В СССР такие двигатели выпускаются в серии ДСМ, в которой для создания многополюсного поля применено клювообразное исполнение магнитопровода статора и кольцевая однофазная якорная обмотка.

Запуск этих двигателей в ход осуществляется за счет синхронного момента от взаимодействия пульсирующего поля с постоянными магнитами ротора. Для того чтобы пуск произошел успешно и в нужную сторону, применяют специальные механические устройства, которые позволяют ротору вращаться только в одном направлении и отсоединяют его от вала во время синхронизации.

Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами с асинхронным пуском выпускаются в двух конструктивных исполнениях: с радиальным расположением постоянного магнита и пусковой короткозамкнутой обмотки и с аксиальным расположением постоянного магнита и пусковой короткозамкнутой обмотки. По устройству статора эти двигатели ничем не отличаются от машин с электромагнитным возбуждением. Обмотка статора в обоих исполнениях выполняется двух- или трехфазной. Различаются они лишь по конструкции ротора.

В двигателе с радиальным расположением магнита и короткозамкнутой обмоткой последняя размещается в пазах шихтованных полюсных наконечников постоянных магнитов. Для получения приемлемых потоков рассеяния между наконечниками соседних полюсов имеются немаг-

нитные промежутки. Иногда с целью увеличения механической прочности ротора наконечники объединяются с помощью насыщающихся перемычек в целый кольцевой сердечник.

В двигателе с аксиальным расположением магнита и короткозамкнутой обмоткой часть активной длины занята постоянным магнитом, а на другой ее части, рядом с магнитом, размещается шихтованный магнитопровод с короткозамкнутой обмоткой, причем и постоянный магнит, и шихтованный магнитопровод укреплены на общем валу. В связи с тем, что во время пуска двигатели с постоянными магнитами остаются возбужденными, их пуск протекает менее благоприятно, чем в обычных синхронных двигателях, возбуждение которых отключается. Объясняется это тем, что при пуске наряду с положительным асинхронным моментом от взаимодействия вращающегося поля с токами, индуктированными в короткозамкнутой обмотке, на ротор действует отрицательный асинхронный момент от взаимодействия постоянных магнитов с токами, индуктированными полем постоянных магнитов в обмотке статора.

63-7. ГИСТЕРЕЗИСНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

В синхронных двигателях этого типа поле возбуждения образуется за счет остаточной намагниченности магнитопровода ротора, выполненного из магнитно-твердого материала. В отличие от магнитоэлектрических синхронных машин, магнитопровод ротора которых подвергается предварительному намагничиванию в специальном устройстве, ротор гистерезисных машин намагничивается вращающимся полем обмотки якоря в процессе пуска.

Разрез гистерезисного двигателя представлен на рис. 63-14. Статор двигателя выполняется, как в обычной синхронной или асинхронной машине. В пазах магнитопровода статора *1* располагается многофазная (трех- и двухфазная) обмотка якоря *3*, питающаяся от сети переменного тока с напряжением U_{1c} частотой f. Ротор двигателя состоит из активной части магнитопровода *2*, насаженной на цилиндрическую втулку *4*. Активная часть магнитопровода *2* набирается из колец с радиальной толщиной Δ, изготовленных из магнитно-твердого материала (обычно из сплава викаллой). Втулка *4* может быть выполнена из магнитно-мягкого или немагнитного материала.

На рис. 63-14 показан гистерезисный двигатель, в котором втулка выполнена из магнитно-мягкого материала, имеющего значительно большую магнитную проницаемость, чем активная часть магнитопровода ротора. При этом толщина Δ активной части магнитопровода мала по сравнению с радиусом втулки. Как видно из картины магнитного поля, показанной на рисунке, линии магнитного поля в активной части магнитопровода и в зазоре направлены радиально, а индукция B не отличается от индукции в зазоре.

Рассмотрим процесс намагничивания активной части магнитопровода ротора, вращающегося с угловой скоростью Ω, меньшей, чем угловая скорость Ω_1 МДС статора F_{1m}, т. е. со скольжением $s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1 > 0$. Вращающаяся МДС статора

$$F_{1m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m_1 \frac{I_1 w_1 k_{o1}}{p}$$

гармонически перемагничивает элементы магнитной цепи двигателя. При этом образуется поле, сумма магнитных напряжений

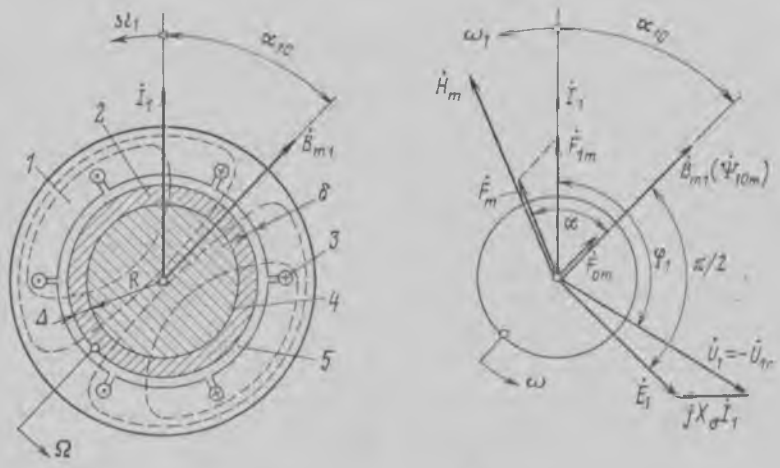


Рис. 63-14. Гистерезисный двигатель.

1 — магнитопровод статора; *2* — активный магнитопровод ротора из магнитно-твердого материала (викаллой); *3* — трехфазная обмотка статора; *4* — втулка из магнитно-мягкого материала; *5* — зазор между статором и ротором.

которого по отдельным участкам уравновешивает МДС $\dot{F}_1$, т. е. $\dot{F}_{1m} = \dot{F}_{0m} + \dot{F}_m$, где $\dot{F}_{0m} = c\dot{B}_{1m} \approx \dot{B}_{1m}\delta/\mu_0$ — амплитуда магнитного напряжения, приходящегося на все участки магнитной цепи кроме активной части магнитопровода ротора, т. е. на участки, в которых можно не считаться с гистерезисными явлениями; $\dot{F}_m = \dot{H}_m\Delta$ — амплитуда магнитного напряжения активной части магнитопровода.

Примем, что элемент активной части магнитопровода ротора перемагничивается гармонически с частотой скольжения $s\omega_1$, напряженность поля в этом элементе изменяется синусоидально $H = H_m \sin(s\omega_1)\, t$. Индукция в рассматриваемом элементе изменяется периодически по гистерезисной петле, соответствующей амплитуде напряженности H_m. Зная напряженность в каждое из мгновений t, можно определить индукцию $B = f(t)$ (рис. 63-15). Как видно из рисунка, эта индукция изменяется во времени несинусоидально. Раскладывая индукцию в ряд Фурье, можно выделить ее основную гармоническую составляющую (изменяющуюся

с частотой скольжения $s\omega_1$) и определить ее амплитуду B_{1m} и угол фазового сдвига α относительно напряженности поля H_m. После этого можно рассчитать магнитный поток взаимной индукции $\dot{\Phi}_m = 2l\tau\dot{B}_{1m}/\pi$, его потокосцепление с обмоткой статора $\dot{\Psi}_{10m} = w_1 k_{o1}\dot{\Phi}_m$, ЭДС взаимной индукции обмотки статора $\dot{E}_1 = -j\omega_1\dot{\Psi}_{10m}/\sqrt{2}$ и напряжение обмотки статора $\dot{U}_1 = -\dot{U}_{1c} = \dot{E}_1 - jX_\sigma\dot{I}_1$.

Пространственно-временная диаграмма гистерезисного двигателя, построенная в соответствии с этими уравнениями и уравнениями МДС, показана на рис. 63-14.

Электромагнитный вращающий момент, развиваемый гистерезисным двигателем, может быть найден из общего уравнения для электромагнитного момента машины переменного тока (29-4). Удобнее определить момент, действующий на статор (он равен моменту, действующему на ротор, и направлен в противоположную сторону):

$$M = (m_1 p/\sqrt{2})\,\Psi_{10m} I_1 \sin\alpha_{10}.$$

Выразив Ψ_{10m} через Φ_m и I_1 через F_{1m}, получим:

$$M = (p^2\pi/2)\,\Phi_m F_{1m}\sin\alpha_{10}.$$

Но, как видно из диаграммы,

$$F_{1m}\sin\alpha_{10} = F_m\sin\alpha = H_m\Delta\sin\alpha;$$

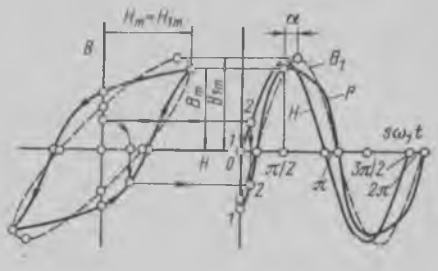


Рис. 63-15. Перемагничивание активной части магнитопровода ротора гистерезисного двигателя.

кроме того, поток взаимной индукции выражается через индукцию B_{1m} и размеры активной части магнитопровода, поэтому окончательно

$$M = (p/2\pi)\,VW_h,$$

где $V = 2p\tau l\Delta$ — объем активной части магнитопровода; $W_h = \pi B_{1m}H_m\sin\alpha$ — удельная энергия гистерезисных потерь, выделяющихся за один цикл перемагничивания в единице объема; $\tau = \pi R/p$ — полюсное деление.

Таким образом, при принятых допущениях электромагнитный момент гистерезисной машины не зависит от скольжения и пропорционален энергии гистерезисных потерь за один цикл перемагничивания (площадь эллипса, соответствующего перемагничиванию по основным гармоническим H и B, всегда равна площади гистерезисной петли, см. рис. 63-15).

При пуске гистерезисный двигатель развивает при любых скольжениях $s > 0$ одинаковый электромагнитный момент. Если этот момент несколько превосходит момент сопротивления, то двигатель достигает синхронной скорости. В синхронном режиме он способен развить такой же максимальный момент при угле

сдвига между H_m и B_{m1}, равном α. Однако теперь он работает как магнитоэлектрический синхронный двигатель, его ротор не перемагничивается, гистерезисные потери в нем отсутствуют. При снижении момента сопротивления машина остается в синхронном режиме, но угол между первичным током и потокосцеплением уменьшается, при $M = 0$ он становится равным нулю; при изменении знака момента машина по-прежнему остается в синхронном режиме, но работает как генератор. Наконец, при внешнем моменте, превышающем максимальный момент и направленном в сторону вращения, ротор выпадает из синхронизма и вращается со скоростью, превышающей синхронную; машина генерирует при этом энергию в сеть.

Гистерезисные двигатели небольшой мощности (до нескольких десятков ватт) широко применяются в различных областях техники. Особыми преимуществами они обладают в тех случаях, когда требуется приводить во вращение тела с большими моментами инерции (гироскопы).

В заключение отметим, что чаще применяются гистерезисные двигатели, в которых втулка выполнена немагнитной. В этом случае активная часть магнитопровода ротора играет роль ярма и индукция магнитного поля в нем имеет преимущественно тангенциальное направление. Однако двигатель с немагнитной втулкой обладает аналогичными свойствами и на него распространяются все соотношения, полученные применительно к двигателю с магнитной втулкой.

63-8. ШАГОВЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Шаговыми двигателями называют исполнительные двигатели дискретного действия, питающиеся импульсами электрической энергии, ротор которых под воздействием каждого импульса перемещается на некоторый вполне определенный угол, называемый шагом. Такие двигатели применяются в системах автоматического управления, например в станках с программным управлением.

Простейший шестифазный двухполюсный реактивный шаговый двигатель изображен на рис. 63-16. Фазы его обмотки разбиты на три группы (*1* и *4*, *2* и *5*, *3* и *6*). Фазы каждой группы соединены между собой параллельно и встречно. Поэтому при подаче положительного импульса напряжения на одну из фаз группы одновременно подается отрицательный импульс на другую фазу группы. При поступлении импульса напряжения на обмотку фазы *1* явнополюсный ротор займет положение, показанное на рис. 63-16, *а*. Если при сохранении напряжения на фазе *1* подать напряжение на фазу *2*, то ротор повернется в положение, показанное на рис. 63-16, *б*, отработав шаг $\alpha_0 = \pi/6$. После снятия напряжения с фазы *1* ротор повернется дополнительно на угол $\pi/6$ (рис. 63-16, *в*), сделав еще один шаг, и т. д.

Если импульсы напряжения подаются на обмотки в последовательности, показанной на рис. 63-17, то ротор повернется против часовой стрелки на угол $\alpha = N\alpha_0$, пропорциональный количеству импульсов N. Если импульсы подаются в обратной последовательности, то ротор повернется по часовой стрелке.

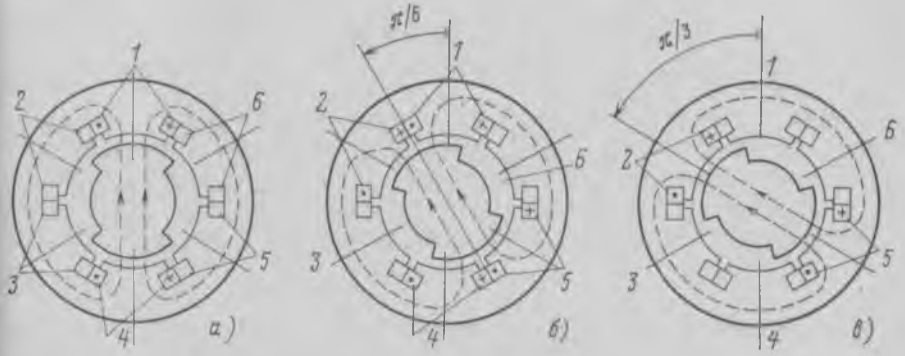


Рис. 63-16. К объяснению принципа действия четырехфазного шагового реактивного двигателя.

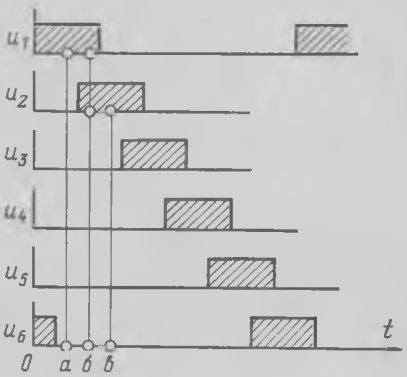


Рис. 63-17. Порядок коммутации шагового двигателя по рис. 63-16.

Для управления шаговыми двигателями используются электронные или полупроводниковые коммутаторы, формирующие импульсы напряжения необходимой формы и частоты. С помощью схемы управления осуществляется работа двигателей при различных частотах и порядке следования импульсов, а также фиксация их роторов в определенном положении в период паузы между импульсами.

Рабочие свойства шагового двигателя характеризуются отрабатываемым шагом, угловой характеристикой (зависимостью электромагнитного момента от угла между осью ротора и осью результирующего поля), предельной частотой импульсов, при которой переходные процессы, сопровождающие отработку шага, успевают затухнуть к началу следующего шага. Пусковые свойства двигателя характеризуются частотой приемистости, т. е. максимальной частотой импульсов, при которой возможен пуск без выпадения ротора из синхронизма (без потери шагов). В зависимости от типа

двигателя приемистость составляет от 10 до 10 000 Гц. Шаговые двигатели по существу являются синхронными двигателями, работающими при импульсном питании. Поэтому шаговый двигатель может быть разработан на основе любой известной разновидности синхронного двигателя. Наиболее подходят для применения в качестве шаговых двигателей многофазные и многополюсные реактивные синхронные двигатели, а также индукторные реактивные синхронные двигатели и индукторные двигатели в многофазном исполнении (см. ранее).

Для увеличения точности управления шаг двигателей стремятся по возможности уменьшить. Это достигается увеличением числа фаз и полюсов, а также числа зубцов ротора в двигателях индукторного типа. В зависимости от требуемой точности шаг двигателей различного типа может варьироваться в пределах от 180 до 1° и менее.

63-9. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

Синхронный двигатель двойного питания устроен так же, как асинхронная машина с фазным ротором. На статоре и роторе этого двигателя имеются трехфазные обмотки *1* и *2* с одинаковыми эффективными числами витков. Обе обмотки включаются параллельно (или последовательно) в общую сеть переменного тока с напряжением U_1 и частотой f_1 (рис. 63-18) и в них появляются одинаковые токи I_1 и I_2. Как было выявлено в § 21-1, электромеханическое преобразование энергии в такой двухобмоточной машине будет происходить, если ее ротор привести во вращение с электрической угловой скоростью $\omega = \omega_1 \pm \omega_2 = \omega_1 + \omega_1 = 2\omega_1$ или с угловой скоростью $\Omega = \omega/p = 2\omega_1/p = 2\Omega_1$, т. е. с двойной угловой скоростью по сравнению с обычной синхронной машиной, имеющей то же число периодов p. Для реализации этого условия необходимо включить обмотку статора *1* в сеть с прямым чередованием фаз, а обмотку ротора *2* — с обратным. Тогда МДС статора F_{1m} будет вращаться со скоростью Ω_1 в положительном направлении, а МДС ротора F_{2m} с той же скоростью в обратном направлении, и их движение будет синхронным, если ротор вращается с угловой скоростью $2\Omega_1$ в положительном направлении [на рис. 63-18 скорость МДС F_{2m} по отношению к ротору $(-\Omega_1)$ показана на фоне ротора, а скорость той же МДС по отношению к статору $(\Omega_1 = 2\Omega_1 - \Omega_1)$ — на фоне статора]. В результате взаимодействия синхронно вращающихся полей статора и ротора, созданных МДС F_{1m} и F_{2m}, на ротор действует электромагнитный момент M, который рассчитывается по той же формуле, что и в асинхронных или обычных синхронных машинах (см. § 29-2). Численно этот момент равен моменту, действующему на статор,

$$M = \frac{m_1 p}{\sqrt{2}} \Psi_{10m} I_1 \sin \frac{\alpha}{2}.$$

Он зависит от потокосцепления Ψ_{10m} результирующего поля взаимной индукции с обмоткой статора, тока статора I_1 и электрического угла между этими величинами, который равен половине угла α между МДС F_{1m} и F_{2m} (рис. 63-19).

Момент M поддерживает синхронное движение ротора, уравновешивая внешний момент, приложенный к валу. При изменении внешнего момента изменяется только угол α. В двигательном режиме F_{1m} опережает F_{2m}; угол α и момент M получаются положительными, $\alpha > 0$ и $M > 0$; в генераторном режиме, наоборот,

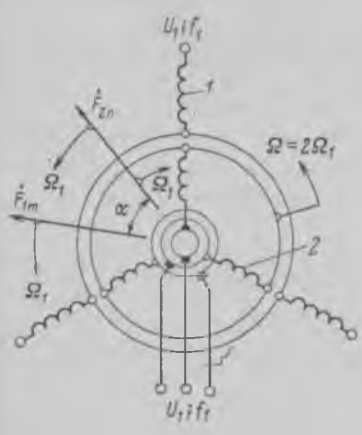


Рис. 63-18. Схема синхронного двигателя двойного питания.

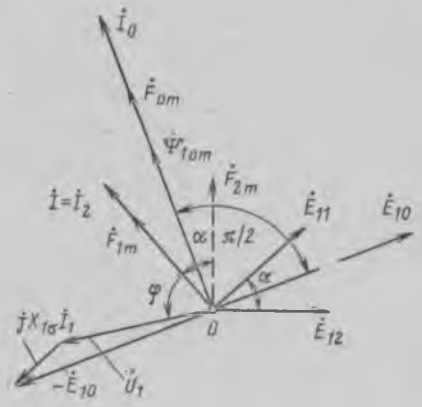


Рис. 63-19. Векторная диаграмма синхронного двигателя двойного питания.

$\dot{F}_{2m}$ опережает $\dot{F}_{1m}$, $\alpha < 0$ и $M < 0$. Пренебрегая потерями, можно выразить активную мощность двигателя, распределяющуюся поровну между обмотками *1* и *2*, двумя способами:

$$P = 2m_1 U_1 I_1 \cos\varphi = M\Omega = 2m_1 E_{10} I_1 \sin\frac{\alpha}{2}, \qquad (63\text{-}1)$$

где $E_{10} = \omega_1 \Psi_{10m}/\sqrt{2}$ — ЭДС, индуктируемая результирующим полем взаимной индукции.

Векторная диаграмма двигателя двойного питания построена на рис. 63-19. Из нее следует, что

$$I_0 = 2I_1 \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (63\text{-}2)$$

Если, кроме того, не учитывать рассеяние и положить $X_{1\sigma} = 0$, то $E_{10} = U_1$; $\varphi = \pi/2 - \alpha/2$;

$$I_0 = \frac{E_{10}}{X_0} = \frac{U_1}{X_0}, \qquad (63\text{-}3)$$

где X_0 — индуктивное сопротивление взаимной индукции.

После этих упрощений, используя (63-1) — (63-3), можно выразить активную мощность и момент через угол α:

$$P = M\Omega = \frac{m_1 U_1^2}{X_0} \operatorname{tg} \frac{\alpha}{2}.$$

Двигатели двойного питания находят некоторое применение в специальных установках. При пуске их приходится разгонять до синхронной частоты вращения с помощью вспомогательного двигателя. Это является их существенным недостатком. Кроме того, из-за малости демпфирующих успокоительных моментов при отклонении от синхронного вращения эти двигатели склонны к качаниям (см. § 60-1).

Асинхронизированная синхронная машина. Такое название получила синхронная машина, на роторе которой вместо обычной обмотки возбуждения размещается двухфазная обмотка возбуждения, питающаяся переменными токами частоты f_2 от управляемого вентильного преобразователя частоты. Статор этой машины не отличается от обычного и включается в сеть с частотой f_1. По существу асинхронизированная синхронная машина представляет собой машину двойного питания, в которой обмотки статора и ротора питаются токами различной частоты $f_1 \neq f_2$, причем обычно $f_2 \ll f_1$.

В такой машине электромеханическое преобразование энергии происходит при выполнении условия $\omega_2 = \omega_1 - \omega = s\omega_1$ или $\Omega_2 = \Omega_1 - \Omega = s\Omega_1$, которое может быть выполнено как при синхронном движении ротора, когда $\Omega_1 = \Omega$, так и при его «асинхронном» движении с некоторым скольжением $s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$. В синхронном режиме фазы обмотки ротора питаются постоянным током ($\Omega_2 = \Omega_1 - \Omega = 0$); в асинхронном режиме фазы обмотки ротора питаются переменными токами частоты скольжения $f_2 = sf_1$, сдвинутыми во времени на $\pi/2$, вследствие чего поле возбуждения вращается относительно ротора с требуемой угловой скоростью $\Omega_2 = s\Omega_1$.

Управление частотой токов возбуждения f_2 осуществляется непрерывно и автоматически таким образом, что поле статора и поле возбуждения вращаются с одинаковыми скоростями $\Omega_1 = \Omega + \Omega_2$ и образуют электромагнитный момент M, поддерживающий синхронное движение.

Асинхронизированная синхронная машина может использоваться как в генераторном, так и в двигательном режимах. С целью снижения активной мощности преобразователя частоты, которая равна $P_2 = sM\Omega$, скольжение s и частота токов возбуждения обычно изменяются в весьма ограниченных пределах [$s = \pm 0{,}01$; $f_2 = 0 \div 0{,}5$ Гц]. Однако и при таком диапазоне возможных отклонений от синхронной частоты вращения асинхронизированная синхронная машина легче, чем обычная, переносит многие аварийные и анормальные режимы (например, короткие замыкания в сети; качания, связанные с отключением нагрузки, и пр.). Она сохраняет устойчивость в тех аварийных режимах, которые недо-

пустимы для обычной синхронной машины. В этом ее основное преимущество. Стоимость асинхронизированной синхронной машины выше, чем у обычной, поэтому она может получить применение только в крупных установках, где ее преимущества имеют решающее значение.

В последние годы появилось новое интересное предложение применить асинхронизированную синхронную машину для осуществления «гибкой связи» между двумя электрическими системами с незначительно отличающимися частотами f_1 и f_1' (не более чем на 0,5—1%). Необходимость в «гибкой связи» возникает, например, в случае, когда указанные электрические системы принадлежат различным государствам, и мощность, передаваемая из одной системы в другую, не должна зависеть от режима их эксплуатации.

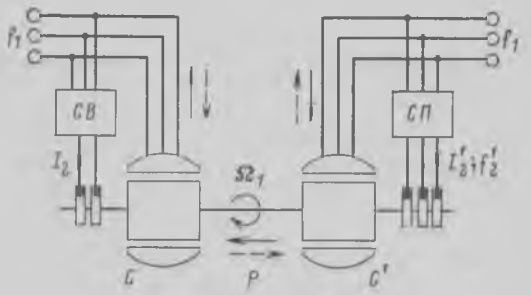


Рис. 63-20. Агрегат для «гибкой связи» между электрическими системами.

«Гибкую связь» между системами можно осуществить по схеме, показанной на рис. 63-20. В схему входят две синхронные машины с одинаковым числом периодов p — обычная C и асинхронизированная C', роторы которых связаны общим валом. Статор машины C включен в систему частоты f_1, статор машины C' — в систему частоты f_1'. Ротор машины C питается постоянным током I_2 от системы возбуждения CB; двухфазная обмотка ротора машины C' возбуждается переменным током I_2' частотой f_2' от статического преобразователя частоты. Для получения однонаправленного электромеханического преобразования энергии с помощью статического преобразователя $C\Pi$ поддерживается частота тока возбуждения $f_2' = s'f_1'$, где $s' = (f_1' - f_1)/f_1'$. Передаваемая мощность и ее направление регулируются путем изменения фазы тока I_2' и угла α между синхронно вращающимися МДС статора F_{1m}' и ротора F_{2m}' машины C'. Если F_{2m}' отстает от F_{1m}', то машина C' работает в режиме двигателя, машина C — в режиме генератора, и мощность передается из системы с частотой f_1' в систему с частотой f_1 (сплошные стрелки на рисунке). Если F_{2m}' опережает F_{1m}', то мощность передается в обратном направлении (пунктирные стрелки на рисунке).

ЧАСТЬ ШЕСТАЯ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА И КОММУТАТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ЧЕТВЕРТАЯ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

64-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

В этой части рассматриваются электрические машины, присоединенные к сети через коммутатор. Коммутатор, преобразующий постоянный ток в переменный, имеется в любой машине постоянного тока, поскольку в якорной обмотке любой электрической машины должен протекать переменный ток (только в этом случае в машине происходит непрерывное электромеханическое преобразование энергии). Наиболее широкое применение получил механический коммутатор, выполненный в виде коллектора с системой щеток. Машины с таким коммутатором получили название *коллекторных*. Наряду с механическим коммутатором в настоящее время все большее распространение получают коммутаторы с управляемыми и неуправляемыми вентилями. В последние годы такие коммутаторы выполняются почти исключительно на полупроводниковых приборах (диодах, тиристорах, транзисторах и т. д.).

Машиной постоянного тока в соответствии с общепринятой терминологией называют машину с механическим коммутатором-коллектором. Специальные коллекторные машины постоянного тока, а также машины постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами рассмотрены в гл. 65 и 67.

Машины постоянного тока применяются как в качестве двигателей, так и в качестве генераторов.

Двигатели постоянного тока (ДПТ) обладают большой глубиной регулирования частоты вращения, сохраняют во всем диапазоне регулирования высокий КПД и могут иметь механические характеристики, отвечающие специальным требованиям. Поэтому, несмотря на то что двигатели постоянного тока в 2—3 раза дороже, чем асинхронные короткозамкнутые двигатели, они находят применение во всех тех случаях, когда их особые свойства играют решающее значение. Двигатели постоянного тока широко используются в электрической тяге (магистральные электровозы, рабочие двигатели на тепловозах, пригородные электропоезда; метрополи-

тен; трамвай, троллейбус и др.), где требуются мягкие механические характеристики и широкие пределы регулирования частоты вращения. Так называемые крановые двигатели постоянного тока часто применяются в приводе различных подъемных устройств, где требуются такие же свойства. С помощью мощных двигателей постоянного тока (до 12 000 кВт) приводятся в действие прокатные станы (слябинги и блюминги), многие другие ДПТ используются в регулируемом металлургическом электроприводе. Крупные двигатели постоянного тока приводят во вращение гребные винты на судах с электрической передачей энергии. Выпускаемые массовыми сериями двигатели постоянного тока общепромышленного применения используются в приводах, требующих регулирования частоты вращения. В подавляющем большинстве автомобилей, тракторов, самолетов и других летательных аппаратов, имеющих систему электропитания на постоянном токе, все вспомогательные устройства приводятся в действие двигателями постоянного тока. Двигатели постоянного тока небольшой мощности (от долей ватта до нескольких десятков ватт) используются в различных автоматических устройствах.

Постоянный ток для питания двигателей получается с помощью генераторов постоянного тока или выпрямительных установок, преобразующих переменный ток в постоянный.

Генераторы постоянного тока являются источником питания для промышленных установок, потребляющих постоянный ток низкого напряжения (электролизные и гальванические установки).

Питание обмоток возбуждения синхронных генераторов осуществляется во многих случаях от генераторов постоянного тока (возбудителей).

Широко также распространены генераторы постоянного тока специального исполнения, обладающие особыми свойствами (сварочные, генераторы для освещения поездов, электромашинные усилители постоянного тока и пр.).

64-2. КРАТКИЕ ИСТОРИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Первоначально развитие электрических генераторов и электрических двигателей постоянного тока шло различными путями. Поэтому в период до 70-х годов прошлого века, т. е. впредь до того времени, когда в широких масштабах стал использоваться принцип обратимости, открытый в 30-е годы, целесообразно рассматривать отдельно историю создания двигателей и генераторов.

Принципиальная возможность создания электродвигателя была показана в 1821 г. Фарадеем. Им был продемонстрирован физический прибор, в котором возникало вращение проводника с постоянным током вокруг магнита. Этот прибор по существу был прототипом униполярной машины. В последующие годы появился ряд приборов для демонстрации превращения электрической энергии в механическую. В книге П. Барлоу, опубликованной в 1824 г., описывается, например, прибор, напоминающий униполярную машину, в котором медный диск, помещенный в поле постоянного магнита, приходил во вращение при протекании по нему тока.

Первая демонстрационная модель двигателя в разноименнополюсном исполнении с коммутатором тока была описана английским ученым У. Риччи в 1833 г. Поле в этом двигателе возбуждалось подковообразным магнитом, между полюсами которого помещался электромагнит, питаемый от источника постоянного тока через коммутатор. Постоянно направленный вращающий момент возникал в результате взаимодействия постоянного магнита с электромагнитом, направление тока в обмотке которого периодически изменялось.

Двигатель постоянного тока с электромагнитным возбуждением, получивший практическое применение для привода различных механизмов, был создан петербургским академиком Б. С. Якоби в 1834 г. Двигатель имел торцевое исполнение и состоял из двух расположенных друг против друга групп П-сбразных электромагнитов, из которых одна группа (четыре П-образных магнита) была укреплена на неподвижной раме, а другая, аналогичная — на вращающемся диске. Обмотки всех электромагнитов были соединены последовательно (согласно современной терминологии двигатель имел последовательное возбуждение). В качестве источника питания использовалась батарея гальванических элементов. Для изменения полярности подвижных электромагнитов использовался коммутатор. В 1838 г. Б. С. Якоби построил более совершенный и мощный электродвигатель, который приводил в движение небольшой катер. Он представлял собой комбинацию из 40 небольших электродвигателей, которые отличались от двигателей 1834 г. только тем, что оси вращающихся и неподвижных электромагнитов располагались радиально и лежали в одной плоскости.

Основной недостаток двигателя Якоби был связан с применением явнополюсного исполнения и для якоря, и для индуктора. Из-за этого вращающий момент двигателя был пульсирующим.

Электродвигатель, снабженный неявнополюсным якорем с распределенной обмоткой, в котором вращающий момент практически постоянен, был сконструирован итальянским ученым Антонио Пачинотти в 1860 г. Магнитопровод якоря этого двигателя был выполнен в виде стального кольца с зубцами, укрепленного на валу с помощью латунных спиц. В промежутках между зубцами на кольцо магнитопровода наматывались катушки, выводы от которых присоединялись к пластинам коллектора. Число пластин коллектора совпадало с числом катушек якоря. Ток подводился к пластинам коллектора с помощью роликов. Напротив зубцов якоря располагались два электромагнита различной полярности, снабженные полюсными наконечниками. Электромагниты были включены последовательно с обмоткой якоря; для их возбуждения (благодаря зубцам на магнитопроводе якоря) требовался сравнительно небольшой ток.

Однако важные усовершенствования конструкции машины постоянного тока, сделанные Пачинотти, на время были забыты. Двигатель Пачинотти, так же как двигатель Якоби, не получил распространения, так как по-прежнему отсутствовал экономичный генератор электрической энергии.

Развитие генераторов постоянного тока на всех этапах отставало от электродвигателя. Идея униполярного генератора постоянного тока, выполненного в виде вращающегося в магнитном поле диска, возникла у Фарадея в 1831 г., на 10 лет позднее осуществления им модели униполярного двигателя. Первая модель переменнополюсного генератора постоянного тока, в которой применено коммутирующее устройство для выпрямления, была построена в 1832 г. братьями Пикси. В ней коммутатор был приспособлен для выпрямления переменного тока, индуктированного в неподвижных катушках, установленных на П-образном стальном магнитопроводе, изменение направления поля в котором достигалось путем вращения расположенного напротив него П-образного магнита.

Для практических целей магнитоэлектрический генератор аналогичной конструкции был применен впервые в 1842 г. Б. С. Якоби. В нем в отличие от генератора братьев Пикси магниты были неподвижными, а катушки — вращающимися. Известное распространение в 40—50-х годах прошлого века получил магнитоэлектрический генератор немецкого электротехника Э. Штерера с тремя вращающимися магнитами. Для увеличения мощности генератора этого типа использовался проторенный путь комбинирования в одном агрегате нескольких машин, подобных описанным выше. В период с 1856 по 1865 г. фирмой «Альянс»

(Франция) выпускались магнитоэлектрические генераторы такой конструкции, приводимые во вращение паровой машиной мощностью 6—10 л. с.

Предложение заменить постоянные магниты электромагнитами, возбуждаемыми током от другого магнитоэлектрического генератора, было сделано в 1851 г. Зинстеденом. Оно было реализовано, например, в генераторе Г. Уайльда (1863 г.), который был выполнен в двух вариантах: как однофазный генератор переменного тока (см. § 51-2) и как генератор постоянного тока. В последнем случае переменный ток выпрямлялся с помощью простейшего коллектора. Поле возбуждения создавалось в этом генераторе с помощью П-образного электромагнита, наконечники которого охватывали явнополюсный якорь с сосредоточенной обмоткой. Напряжение на щетках такого генератора получалось пульсирующим.

Патент на машину с самовозбуждением был взят в 1854 г. датским изобретателем С. Хиортом. Для создания «начального» возбуждения Хиорт предлагал применить постоянные магниты, и его машина фактически была машиной с комбинированным возбуждением. В 1856 г. венгерский физик А. Йедлик высказал мысль о возможности самовозбуждения генератора только за счет остаточной намагниченности и в 1861 г. построил самовозбуждающийся генератор постоянного тока. В 1866 г. В. Сименс применил принцип самовозбуждения для генераторов последовательного возбуждения, которые после этого получили широкое распространение для питания осветительных устройств. Однако начало промышленному освоению генераторов постоянного тока было положено сотрудником фирмы «Альянс» З. Граммом, получившим в 1870 г. патент на самовозбуждающийся генератор с кольцевым якорем и тороидальной обмоткой, многочисленные секции которой были выведены на пластины коллектора почти современной конструкции.

Несмотря на то что конструкция кольцевого якоря Грамма повторяла в основных чертах изобретение Пачинотти, сделанное в 1860 г., все же конструкция Грамма отличалась двумя существенными особенностями: кольцевой магнитопровод предлагалось изготовлять из пучка стальных проволок (благодаря чему должны были снизиться потери от вихревых токов); магнитопровод выполнялся без зубцов, что было шагом назад по сравнению с Пачинотти и не могло не привести к увеличению сопротивления магнитной цепи. Благодаря своим очевидным преимуществам (возможности получать практически постоянное напряжение, отсутствию дополнительного источника тока для возбуждения, сравнительно малой массе и высокому КПД) генератор Грамма быстро вытеснил другие типы и получил очень широкое распространение. Поскольку в начале 70-х годов принцип обратимости был уже хорошо известен, машина Грамма стала применяться в режиме как генератора, так и двигателя. Таким образом, с этого времени обе линии развития электрических машин постоянного тока — генераторов и двигателей — объединились.

Дальнейшие важные усовершенствования машин постоянного тока последовали в 70—80-х годах прошлого века. Одно из наиболее существенных улучшений было сделано в 1873 г. немецкими электротехниками Ф. Гефнер-Альтенеком и В. Сименсом, заменившими кольцевой якорь барабанным, в котором обе стороны каждой секции участвовали в создании ЭДС. С 1878 г. магнитопровод барабанного якоря стали делать зубчатым, что радикально уменьшило немагнитный зазор. В 1879 г. В. Сименс применил генератор последовательного возбуждения для питания первой электрической железной дороги, демонстрировавшейся на берлинской выставке. В 1880 г. известный американский изобретатель Т. А. Эдисон предложил набирать магнитопровод якоря из изолированных стальных пластин, что привело к значительному уменьшению потерь от вихревых токов и реакции якоря. Наконец, в 1884 г. была предложена компенсационная обмотка, а в 1885 г. — дополнительные полюсы, предназначенные для уменьшения реакции якоря и улучшения коммутации. Таким образом, к концу прошлого века машина постоянного тока приобрела вполне современную конструкцию.

64-3. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Машина постоянного тока представляет собой электрическую машину, обмотка якоря которой соединяется с электрической сетью постоянного тока с помощью механического преобразователя частоты.

Для упрощения конструкции преобразователя частоты машина должна иметь обращенное исполнение: обмотка возбуждения, питаемая постоянным током, располагается на статоре; обмотка якоря, в которой при вращении индуктируется переменная ЭДС, — на роторе. Это дает возможность выполнить преобразователь частоты в виде вращающегося коллектора, к пластинам которого присоединены выводы от секций обмотки якоря, и системы неподвижных щеток, контактирующих с пластинами коллектора.

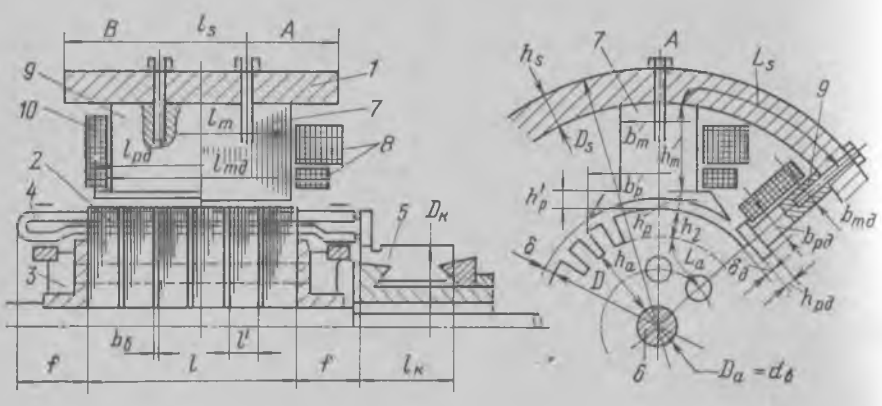


Рис. 64-1. Устройство машины постоянного тока.

1 — станина; *2* — пакет магнитопровода якоря; *3* — обмоткодержатель; *4* — обмотки якоря; *5* — коллектор; *6* — вал; *7* — сердечник главного полюса; *8* — обмотки возбуждения; *9* — сердечник дополнительного полюса; *10* — обмотки дополнительного полюса.

а) **Устройство машины постоянного тока.** Устройство машины постоянного тока показано на рис. 64-1. Статор машины (рис. 64-2) состоит из станины *6*, сердечников главных *1* и дополнительных *3* полюсов и обмоток возбуждения, катушки которых охватывают сердечники полюсов. Число главных полюсов зависит от мощности и частоты вращения. Обычно имеется четыре или шесть полюсов: в микромашинах два, в очень крупных машинах — до нескольких десятков. На рис. 64-2 показан статор четырехполюсной машины. Сердечники главных полюсов *1* собираются из листов конструкционной стали толщиной 1—2 мм, стянутых шпильками *8*. Их крепление к станине осуществляется в данном случае с помощью шпилек *9*, ввернутых в тело сердечника, и гаек *10*.

Сердечники дополнительных полюсов выполнены стальными массивными. Они крепятся к станине болтами *4*. На главных полюсах устанавливаются катушки одной или нескольких обмоток воз-

буждения (последовательная обмотка возбуждения *2* обтекается выпрямленным током якоря, параллельная *7* включается на щетки якоря, независимая питается от внешней сети постоянного тока). Катушки дополнительных полюсов *5* включаются последовательно с обмоткой якоря.

Магнитопровод якоря (рис. 64-3) состоит из одного (*2* на рис. 64-3) или нескольких пакетов, набранных из лакированных листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм. Между пакетами имеются радиальные вентиляционные каналы (на рис. 64-3 не предусмотрены). Магнитопровод удерживается в спрессованном состоянии нажимными кольцами *1* и *3*, играющими одновременно роль обмоткодержателей. Магнитопровод якоря напрессовывается либо непосредственно на вал *4* (как на рис. 64-3), либо на звездообразную втулку. При внешнем диаметре $D > 100$ см магнитопровод собирается из сегментов.

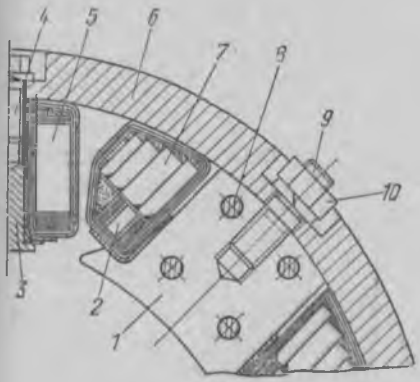


Рис. 64-2. Статор машины постоянного тока.

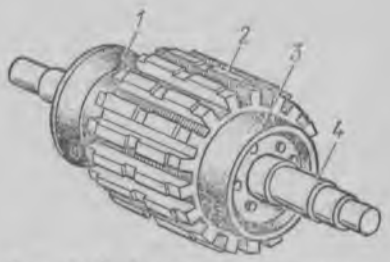


Рис. 64-3. Необмотанный якорь.

В пазы магнитопровода якоря укладываются изолированные секции двухслойной якорной обмотки, нижние стороны которых располагаются на дне пазов, верхние — в следующем слое (рис. 64-4). Выводы секций *4*, *6* (рис. 64-5) впаиваются в петушки-обоймы *3* коллекторных пластин *1*. Центробежная сила выводов *4*, *6* воспринимается бандажом *5*. Таким образом, вывод нижней стороны *6* одной из секций соединяется с выводом верхней стороны *4* другой секции и все секции объединяются в замкнутую на себя обмотку (схемы обмоток приводятся в § 64-4).

Коллектор (рис. 64-5) состоит из ряда коллекторных пластин *1*, изготовленных из меди. Пластины изолируются друг от друга с помощью прокладок *12* из миканита и от корпуса с помощью конусных и цилиндрических миканитовых шайб *2*. Пакет коллекторных пластин удерживается в запрессованном состоянии с помощью втулки *8* и конусных нажимных шайб *7* и *11*, которые фиксируются гайкой *10*. Коллектор в сборе напрессовывается на вал *9* и его наружная поверхность обрабатывается окончательно совместно с поверхностями для посадки подшипников. Такая обработка придает коллектору правильную цилиндрическую форму.

Электрический контакт между обмоткой якоря и сетью постоянного тока образуется с помощью системы щ е т о к, установленных в щ е т к о д е р ж а т е л я х (рис. 64-6). В конструкции щетко-

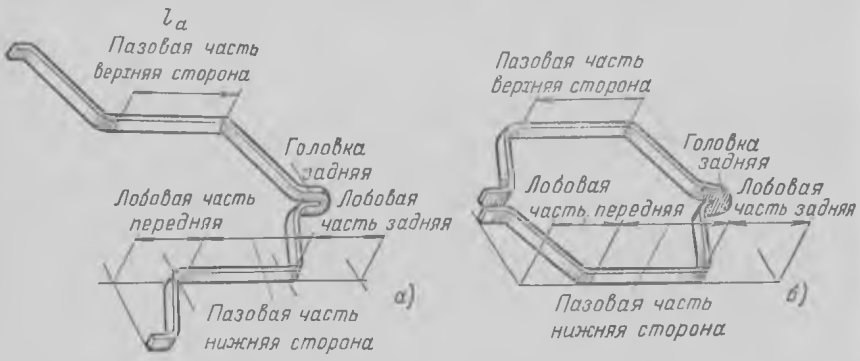


Рис. 64-4. Одновитковые секции обмотки якоря.
а — волновая обмотка; *б* — петлевая обмотка.

держателя предусматривается возможность регулирования давления в контакте и автоматическое поддержание давления по мере износа щетки. В тангенциальном направлении щетка обычно пере-

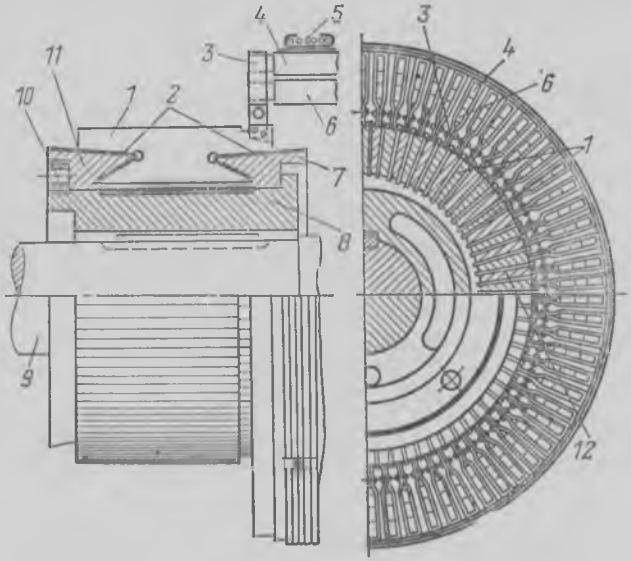


Рис. 64-5. Присоединение секций обмотки якоря к коллектору.

крывает две-три коллекторные пластины. В осевом направлении длина щетки не превышает 3—4 см и для получения допустимой плотности тока в скользящем контакте на одном щеточном пальце

устанавливают рядом несколько щеткодержателей. Общее количество щеточных пальцев равно числу полюсов (половина из них имеет положительную полярность, остальные — отрицательную). Пальцы щеткодержателей закрепляются в траверсе и изолируются от последней изоляционными втулками. Траверса в свою очередь крепится к подшипниковому щиту или к станине (в машинах со стояковыми подшипниками). Щеточные пальцы одной полярности соединяются между собой сборными шинами.

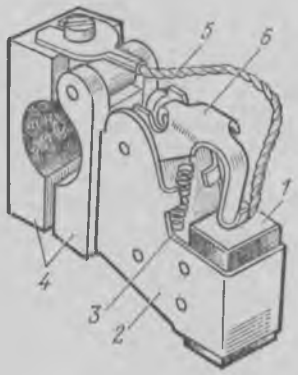


Рис. 64-6.

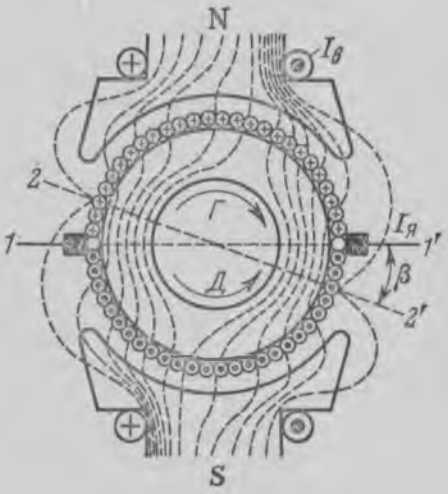


Рис. 64-7.

Рис. 64-6. Щеткодержатель.

1 — щетка; *2* — обойма; *3* — пружина; *4* — зажим для крепления к щеточному пальцу; *5* — гибкий токоподвод к щетке; *6* — нажимной кронштейн.

Рис. 64-7. Принцип действия машины постоянного тока.

б) **Принцип действия машины постоянного тока.** Постоянное магнитное поле ненагруженной машины ($I_я = 0$) создается только МДС обмотки возбуждения, обтекаемой постоянным током $I_в$. При вращении якоря с частотой n в его обмотке индуктируется ЭДС частотой $f = p\Omega/2\pi$, или pn. При помощи коллектора и щеток эта ЭДС выпрямляется и на щетках появляется постоянная ЭДС.

Если к щеткам машины присоединена сеть постоянного тока или омическое сопротивление, то в обмотке якоря появляется ток, который зависит от соотношения между ЭДС и напряжением сети. При работе в генераторном режиме (вращение по стрелке $Г$ на рис. 64-7) ЭДС больше, чем напряжение сети ($E > U$), ток якоря совпадает по направлению с ЭДС и механическая энергия, подводимая через вал машины, преобразуется в электрическую энергию, поступающую в сеть.

При работе в режиме двигателя (вращение по стрелке $Д$) ЭДС меньше, чем напряжение сети ($E > U$), ток якоря совпадает по

направлению с напряжением сети, а электрическая энергия, поступающая из сети, преобразуется в механическую энергию, передаваемую через вал исполнительной машине.

Когда машина нагружена и работает в режиме двигателя или генератора ($I_я \neq 0$), магнитное поле в ней создается не только МДС тока $I_п$ независимой или параллельной обмотки возбуждения, но и МДС последовательной обмотки возбуждения и обмотки якоря, по которым протекает ток якоря. Это приводит к известному изменению потока и распределения индукции магнитного поля в зазоре. Как видно из рис. 64-7, линия *2—2′*, проходящая через точки на поверхности якоря, в которых индукция равна нулю (физическая нейтраль), смещается на угол β по отношению к ее положению *1—1′* при холостом ходе.

64-4. СХЕМЫ ОБМОТОК ЯКОРЯ

В современных машинах постоянного тока применяются так называемые барабанные якорные обмотки, проводники которых располагаются в пазах на наружной поверхности магнитопровода

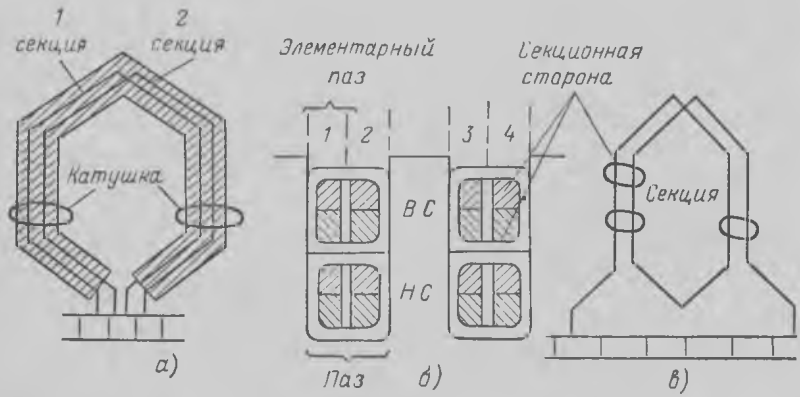


Рис. 64-8. Конструкция катушек и секций обмоток якорей.

а — катушка петлевой обмотки из одновитковых секций; *б* — образование элементарных пазов; *в* — двухвитковая секция волновой обмотки.

якоря. Обмотка обычно выполняется двухслойной и образуется из ряда изолированных секций (см. рис. 64-4), соединенных между собой на коллекторных пластинах (рис. 64-8). Секции состоят из одного ($w_с = 1$, рис. 64-4, 64-8, *а*) или из нескольких ($w_с > 1$, рис. 64-8, *в*) витков (секцию, состоящую из нескольких витков, на схемах обмоток условно изображают в виде одновитковой секции).

Стороны секции размещаются в пазах в два слоя (на рис. 64-8, *б*): одна из сторон секции лежит в верхнем слое (*ВС*), другая — в нижнем (*НС*). Несколько секций, имеющих общую изоляцию от стенок

паза, образуют катушку обмотки (рис. 64-8, *а*). Число секций в катушке обозначается $w_с$. При составлении схемы обмотки ширина секции y_1 и расстояние между соседними секциями y_2 измеряются в элементарных пазах, причем под элементарным пазом условно понимается часть паза якоря, содержащая две расположенные друг под другом секционные стороны (на рис. 64-8, *б* номера элементарных пазов обозначены цифрами *1*, *2*, *3*, *4* ...). Число элементарных пазов якоря $Z_э$ совпадает с числом секций в обмотке и равняется числу коллекторных пластин K. Кроме указанных выше параметров якорная обмотка постоянного тока характеризуется: числом периодов поля p, для которого она выполнена; числом пазов якоря Z, числом секций в катушке или пазу $u_с = Z_э/Z$; числом эффективных проводников $N = 2w_с Z_э$; числом эффективных проводников в пазу $u_п = N/Z = 2w_с u_с$.

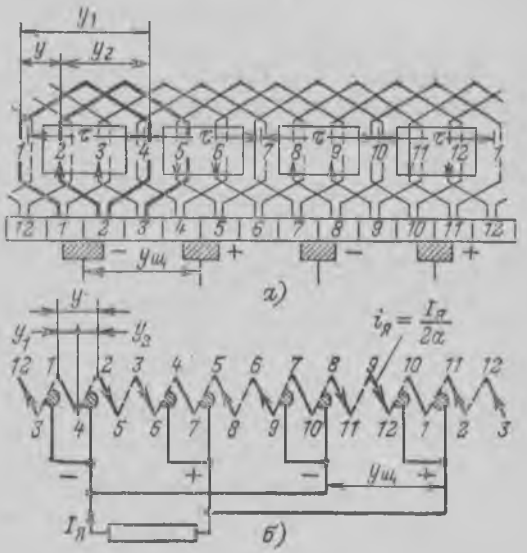


Рис. 64-9. Схемы простой петлевой обмотки ($Z_э = 12$, $2p = 2a = 4$, $y_1 = 3$, $y_2 = 2$, $y = 1$, $y_щ = 3$).

а — полная; *б* — упрощенная.

В зависимости от способа присоединения секций к коллекторным пластинам различают якорные обмотки трех основных типов: петлевые, волновые и комбинированные (лягушачьи).

а) Петлевые обмотки. Петлевая коллекторная обмотка состоит из таких же по форме секций (катушек), как и петлевая многофазная обмотка переменного тока (см. § 22-2, рис. 22-5). *Ширина секции или первый шаг обмотки y_1 в петлевой обмотке выбирается близкой к полюсному делению* (обычно несколько меньшей, чем полюсное деление). Измеряя ширину секции в элементарных пазах, находим:

$$y_1 \leqslant Z_э/2p, \qquad (64\text{-}1)$$

где $Z_э/2p = \tau$ — число элементарных пазов, приходящихся на полюсное деление.

При таком выборе ширины секции амплитуда индуктированной в ней переменной ЭДС получается максимальной.

Простая петлевая обмотка, схема которой показана на рис. 64-9, *а*, *образуется путем последовательного соединения*

соседних следующих друг за другом секций. Таким образом, на коллекторной пластине *2* соединяются между собой вывод нижней (правой) стороны какой-либо секции (например, *1*) и вывод верхней (левой) стороны соседней секции, смещенной на один элементарный паз (например, *2*).

Смещение секций, следующих друг за другом при обходе по контуру обмотки, называется результирующим шагом обмотки и обозначается y. Как мы видели, для простой петлевой обмотки $y = 1$. Расстояние между нижней (правой) стороной одной из секций и верхней (левой) стороной следующей по обходу секции называется вторым шагом обмотки и обозначается y_2. Как видно из рис. 64-9, *а*, шаги петлевой обмотки связаны уравнением

$$y = y_1 - y_2. \qquad (64\text{-}2)$$

Для простой петлевой обмотки по рис. 6-9 приняты: ширина секции $y_1 = 12/4 = 3$ и второй шаг обмотки $y_2 = y_1 - y = 3 - 1 = 2$. При последовательном соединении всех секций якоря образуется замкнутая сама на себя обмотка. Поскольку при смещении на одно полюсное деление τ направление магнитного поля изменяется на противоположное, сумма ЭДС в контуре обмотки оказывается равной нулю (действительно, ЭДС каждой секции, например, *2*, уравновешивается ЭДС в секции, смещенной на полюсное деление $\tau = 3$, т. е. в секции $2 + 3 = 5$, $e_2 = -e_5$ и т. д.). При симметричных секциях щетки должны быть расположены против середин полюсов на расстоянии $y_{щ} = K/2p$ коллекторных пластин. На рис. 64-9, *б* показана упрощенная схема обмотки, на которой сплошными линиями условно изображены секции обмоток, а пунктирными линиями — коллекторные пластины. При этом секции обозначены указанными вверху и внизу номерами элементарных пазов, в которых лежат их стороны; а номера коллекторных пластин соответствуют цифрам, указанным над ними.

Как видно из рис. 64-9, *по отношению к щеткам простая петлевая обмотка распадается на*

$$2a = 2p \qquad (64\text{-}3)$$

параллельных ветвей, число которых равно числу полюсов машины (на рис. 64-9. $2a = 4$).

При идеальной магнитной симметрии ЭДС всех параллельных ветвей оказываются одинаковыми, так как в них входят секции, смещенные на τ [$e_2 + e_3 = -(e_5 + e_6) = e_8 + e_9 = -(e_{11} + e_{12})$]. В этом случае отсутствуют уравнительные токи, связанные с различием этих ЭДС и замыкающиеся через щетки.

При вращении якоря секции непрерывно переключаются из одной параллельной ветви в другую. Однако сумма мгновенных значений ЭДС секций, включенных в параллельную ветвь, примерно постоянна. Если число секций мало, ЭДС параллельной ветви содержит кроме постоянной и небольшую переменную составляющую, появление которой связано с изменением ЭДС секций, включенных в данное мгновение в параллельную ветвь. С увеличением числа секций переменная составляющая практически исчезает и между щетками различной полярности появляется постоянная ЭДС, равная ЭДС параллельной ветви. При подключении к щеткам нагрузки в виде омического сопротивления через это сопротивление потечет постоянный ток $I_я$. *Между параллельными ветвями ток распределится поровну и в каждой из них будет ток* $i_я = I_я/2a$. Часть секций обмотки, находящихся в стадии коммутации или, иными словами, переключения из одной параллельной ветви в другую, замыкается щетками накоротко (секции *1*, *4*, *7*, *10* на рис. 64-9).

Наряду с простыми петлевыми обмотками получили применение сложные петлевые обмотки, в которых результирующий шаг обмотки y берется равным 2 (в исключительных случаях 3). Такая обмотка представляет собой сово-

купность $m = y$ простых петлевых обмоток, присоединенных к одному коллектору, и называется m-ходовой обмоткой. Число параллельных ветвей такой обмотки

$$2a = 2pm. \qquad (64\text{-}4)$$

Схема сложной петлевой двухходовой обмотки показана на рис. 64-10 (подробнее о сложных обмотках — см. [65, 66]).

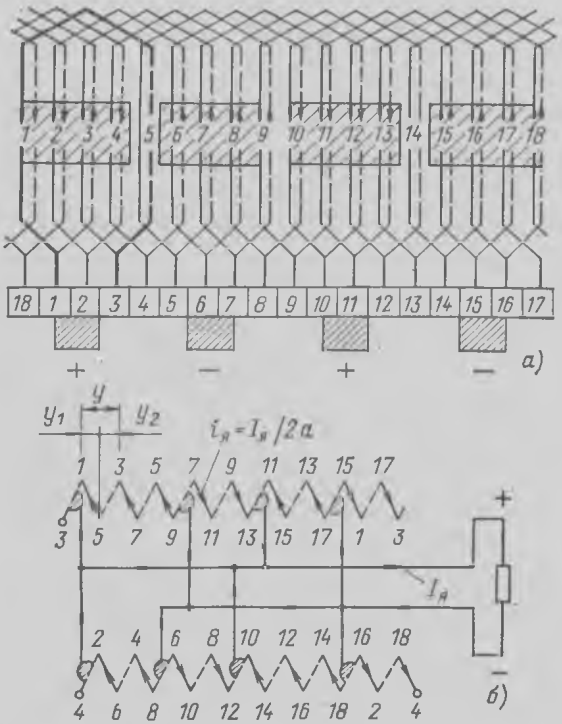


Рис. 64-10. Схемы сложной петлевой двухходовой обмотки ($Z_э = 18$, $2p = 4$, $y_1 = 4$, $y_2 = 2$, $y = 2$, $y_ш = \tau = 4^1/_2$).

а — полная; *б* — упрощенная.

б) Волновые обмотки. Волновая коллекторная обмотка состоит из таких же по форме секций (катушек), как и волновая многофазная обмотка переменного тока (см. § 22-4, рис. 22-7). Секции этой обмотки отличаются от секций петлевой обмотки только формой выводов (см. рис. 64-4). Ширина секции y_1, как и в других коллекторных обмотках, выбирается несколько меньшей, чем полюсное деление $y_1 \leqslant \tau = Z_э/2p$.

Простая волновая обмотка, схема которой показана на рис. 64-11, *а*, *образуется путем последовательного соединения секций, смещенных друг от друга примерно на два полюсных деления* $2\tau = Z_э/p$. Результирующий шаг обмотки $y \approx Z_э/p$, под которым мы условились понимать смещение следующих друг за другом секций при обходе по контуру обмотки, должен быть выбран

таким образом, чтобы после одного волнового обхода обмотка не замыкалась сама на себя, а начинался следующий обход. Для образования однократно замкнутой простой петлевой обмотки, включающей все секции якоря, нужно, чтобы один обход соответствовал перемещению на $Z_э \pm 1$ элементарный паз (если бы обход составил $Z_э$ пазов, обмотка замкнулась бы после его завершения). В такой волновой обход входит p секций (по одной секции от каждой пары полюсных делений). На рис. 64-11, *а* секции одного из волновых обходов, а именно секции *1* и *7*, показаны утолщенными линиями. Видно, что протяженность обхода $yp = 6 \cdot 2 = 12$ пазов, и следующий обход начинается с секции *13*, смещенной на один элементарный паз относительно секции *1* [напомним, что номер секции совпадает с номером ее левой (верхней) стороны].

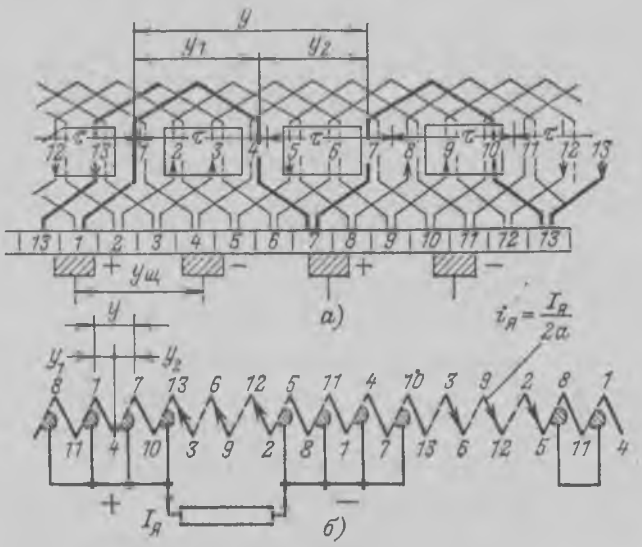


Рис. 64-11. Схемы простой волновой обмотки ($Z_э = 13$, $2p = 4$, $2a = 2$, $y_1 = 3$, $y_2 = 3$, $y = 6$, $y_щ = \tau = 3^1/_4$).

а — полная; *б* — упрощенная.

Протяженность одного обхода, включающего p результирующих шагов y, должна соответствовать сформулированному условию $py = Z_э \pm 1$.

Поэтому результирующий шаг волновой обмотки выбирается по формуле

$$y = (Z_э \pm 1)/p. \qquad (64\text{-}5)$$

Второй шаг волновой обмотки, под которым понимается расстояние между нижней (правой) стороной одной из секций и верхней (левой) стороной следующей по обходу секции, как видно из рисунка,

$$y_2 = y - y_1. \qquad (64\text{-}6)$$

В рассматриваемом примере $y = (13 - 1)/2 = 6$, ширина секции $y_1 = 3 \approx \approx \tau = 13/4 = 3^1/_4$, второй шаг обмотки $y_2 = 6 - 3 = 3$.

На рис. 64-11 приведена упрощенная схема обмотки, на которой применена та же символика, что и на рис. 64-9, *б*. Сплошными линиями показаны секции обмотки, обозначенные номерами пазов, в которых лежат их стороны; пунктирными — коллекторные пластины, номер которых соответствует номеру верхней (левой) стороны, присоединенной к ним секции; номера верхних (левых) сторон

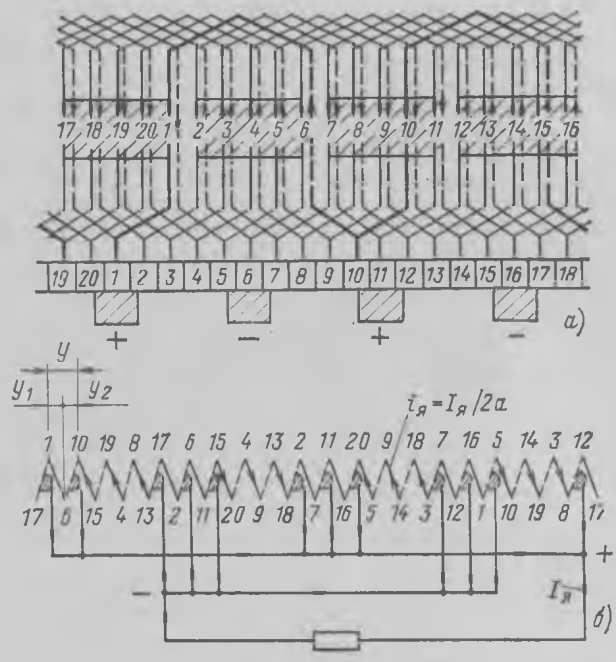


Рис. 64-12. Схемы сложной волновой обмотки ($Z_э = 20$, $2p = 4$, $m = 2$, $y_1 = 5$, $y_2 = 4$, $y = 9$, $y_ш = \tau = 5$, $2a = 4$).

а — полная; *б* — упрощенная.

секций указаны над схемой, номера нижних (правых) сторон секций под схемой. *По отношению к щеткам простая волновая обмотка распадается на*

$$2a = 2 \tag{64-7}$$

параллельных ветвей. По каждой из параллельных ветвей течет ток $i_я = I_я/2a = I_я/2$. Часть секций обмотки, находящаяся в стадии коммутации, замыкается щетками одинаковой полярности накоротко (секции *8*, *1*, *7* и *5*, *11*, *4* на рис. 64-11, *б*).

Наряду с простыми волновыми обмотками получили применение сложные *m*-ходовые волновые обмотки, которые представляют собой совокупность из *m* простых волновых обмоток. Обход сложной обмотки, состоящий из *p* результирующих шагов *y*, должен быть короче или длиннее окружности якоря на *m* элементарных пазов $yp = Z_э \pm m$, откуда результирующий шаг *m*-ходовой волновой обмотки

$$y = (Z_э \pm m)/p. \tag{64-8}$$

В промежутках между элементарными пазами, занятыми одной из простых обмоток, размещаются $m-1$ других простых обмоток, образующих сложную обмотку.

Схема сложной двухходовой волновой обмотки ($Z_э = 20$, $m = 2$, $2p = 4$) приведена на рис. 64-12. Результирующий шаг обмотки по (64-8) $y = (20 - 2)/_2 = 9$; ширина секции $y_1 = 5 = 20/4$; второй шаг обмотки по (64-6) $y_2 = 9 - 5 = 4$. Как видно из упрощенной схемы на рис. 64-12, *б*, по отношению к щеткам обмотка распадается на $2 \cdot 2 = 4$ параллельные ветви. В общем случае число параллельных ветвей сложной m-ходовой волновой обмотки

$$2a = 2m. \tag{64-9}$$

в) Комбинированные обмотки. Комбинированная обмотка представляет собой совокупность сложной петлевой и сложной волновой обмоток, уложенных в одни и те же пазы и присоединенных к общему коллектору. Секция такой обмотки, показанная утолщенными линиями на рис. 64-13, образуется из сложенных вместе секций волновой и петлевой обмоток, имеющих одинаковую ширину ($y_1' = y_1''$) и состоящих из одинакового количества витков. По своим очертаниям она напоминает лягушку. Поэтому комбинированную обмотку иногда образно называют лягушачьей. Поскольку каждая из обмоток, образующих рассматриваемую обмотку, выполняется двухслойной, комбинированная обмотка в целом получается четырехслойной. Параметры петлевой и волновой обмоток должны быть выбраны таким образом, чтобы токи в параллельных ветвях обмоток были одинаковыми. Для этого нужно, чтобы петлевая и волновая обмотки имели одинаковое число параллельных ветвей [см. (64-4), (64-9)]

$$2a' = 2pm' = 2m'' = 2a'' \quad \text{или} \quad pm' = m'', \tag{64-10}$$

где $m' = y'$ — число ходов петлевой обмотки;
m'' — число ходов волновой обмотки.

Кроме того, нужно, чтобы в контурах, образованных секциями обмоток, не возникали уравнительные токи. Для этого необходимо выполнить следующие соотношения:

$$y_1' = y_1'' = Z_э/(2p); \quad y_2' = y_2''; \quad y' + y'' = Z_э/p. \tag{64-11}$$

Пример комбинированной обмотки ($Z_э = 24$; $2p = 6$; $2a = 12$) приведен на рис. 64-13. Число ходов петлевой обмотки $m' = y' = 1$. Число ходов волновой обмотки по (64-10) равно $m'' = pm' = 3 \cdot 1 = 3$; ширина секции по (64-11) $y_1' = y_1'' = 24/6 = 4$; результирующий шаг волновой обмотки

$$y'' = \frac{Z_э \pm m''}{p} = \frac{24 - 3}{3} = 7;$$

сумма шагов удовлетворяет условию (64-11), т. е. $y' + y'' = 1 + 7 = 24/3 = Z_э/p$. Как видно из рис. 64-13, в силу удовлетворения условий (64-11) равна нулю сумма ЭДС в секции *1* петлевой обмотки и секции *5* волновой обмотки, включенных последовательно и замкнутых накоротко щетками одной полярности. На рис. 64-13, *б* показана упрощенная схема обмотки, на которой применена та же символика, что и на предыдущих рисунках, с тем отличием, что коллекторной пластине присвоен номер левой (верхней) стороны присоединенной к ней секции петлевой обмотки. Номера коллекторных пластин (пунктирные линии на схеме) даны с чертой над цифрами. Из рис. 64-13 ясно, что данная комбинированная обмотка состоит из $6 \cdot 2 = 12$ параллельных ветвей, ток между которыми распределяется поровну. В общем случае комбинированная обмотка имеет:

$$2a = 2a' + 2a'' = 2 \cdot 2a' = 4pm' \tag{64-12}$$

параллельных ветвей.

г) Уравнительные соединения в якорных обмотках. Рассматривая простую петлевую обмотку, мы пришли к заключению, что при идеальной магнитной симметрии ЭДС параллельных ветвей одинаковы и токи распределяются между ними поровну. Однако в реальных условиях идеальная магнитная симметрия недостижима. Зазоры и индукция магнитного поля под отдельными полюсами могут быть различными и ЭДС параллельных ветвей могут существенно отличаться друг от друга. При этом в контурах, образованных параллельными ветвями и соединениями между щетками одной полярности, возникают уравнительные токи, замы-

кающиеся через скользящий щеточный контакт. Последнее неблагоприятно сказывается на работе контакта и приводит к искрению щеток. Для исключения этого нежелательного явления простая петлевая обмотка снабжается уравнительными соединениями, называемыми уравнительными соединениями первого рода. Уравнительные соединения электрически объединяют теоретически равнопотенциальные точки обмотки, которые

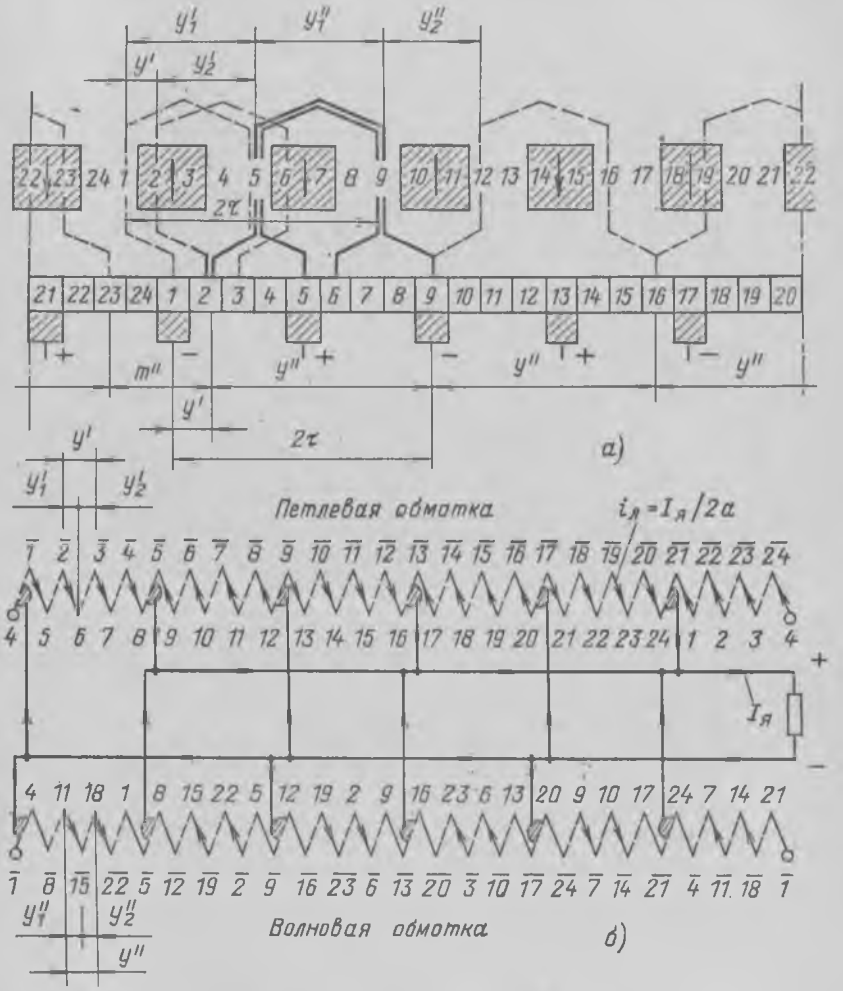


Рис. 64-13. Схемы комбинированной обмотки ($Z_э = 24$, $2p = 6$, $y'_1 = y''_1 = 4$, $y' = m' = 1$, $y'' = 7$, $y'_2 = 3$, $y''_2 = 3$).

а — полная; *б* — упрощенная.

должны быть смещены на один период поля и на два полюсных деления 2τ. Расстояние между равнопотенциальными точками в элементарных пазах или в коллекторных пластинах называется шагом уравнительных соединений $y_у = 2\tau = Z_э/p = K/p$, где K — число коллекторных пластин.

При идеальной симметрии магнитного поля объединяемые уравнителями точки действительно имеют одинаковые потенциалы и ток в уравнителях отсут-

ствует. При возникновении несимметрии появляющиеся уравнительные токи замыкаются через уравнительные соединения, минуя щеточные контакты. Равнопотенциальные точки выбираются обычно на коллекторных пластинах или на лобовых соединениях со стороны, противоположной коллектору. В обмотке по рис. 64-9 равные потенциалы имеют коллекторные пластины, смещенные на $y_у = Z_э/p = 12/2 = 6$. Если уравнительные соединения присоединить к каждой коллекторной пластине, то всего на якоре их будет $Z_э/p$ (в данном случае 6). Практически достаточно установить в 2—3 раза меньшее число уравнительных соединений. Например, в обмотке по рис. 64-9 объединить электрически коллекторные пластины *1* и *7*, *3* и *9*, *5* и *11*.

В простых волновых обмотках секции каждой из параллельных ветвей располагаются под всеми полюсами, поэтому уравнительные токи при возникновении магнитной асимметрии не появляются. Уравнительные соединения здесь не требуются.

В сложных петлевых и сложных волновых обмотках, состоящих из нескольких простых обмоток, распределение тока между простыми обмотками, объединенными электрически только через щеточный контакт, будет зависеть от состояния последнего и от положения щеток относительно коллекторных пластин. По той же причине напряжение между соседними коллекторными пластинами, принадлежащими различным простым обмоткам, может превысить допустимое значение. Для исключения этих нежелательных явлений равнопотенциальные точки простых обмоток электрически объединяются с помощью уравнительных соединений второго рода.

При выполнении этих уравнительных соединений в двухходовых обмотках коллекторная пластина K одной из простых обмоток должна быть соединена с такой точкой n другой простой обмотки, в которой напряжение между коллекторными пластинами $K - 1$ и $K + 1$ делится пополам. В двухходовых петлевых обмотках при $Z_э/p = K/p$, равном нечетному числу, уравнительные соединения второго рода с шагом $y_у = K/p$, соединяющие две простые обмотки, служат одновременно и уравнителями первого рода. Такие уравнители могут быть выполнены в обмотке по рис. 64-10 (с шагом $y_у = Z_э/p = 18/2 = 9$ должна быть электрически соединена, например, каждая третья пластина, т. е. пластины *1* и *10*, *4* и *13*, *7* и *16*). При K/p, равном четному числу, в двухходовой петлевой обмотке имеются и уравнители первого рода, и уравнители второго рода. При этом последние проходят сквозь якорь и соединяют коллекторную пластину K одной из простых обмоток с противолежащей лобовой частью секции другой простой обмотки, припаянной к пластинам $K - 1$ и $K + 1$. В m-ходовых волновых обмотках уравнители первого рода отсутствуют, а уравнители второго рода выполняются с шагом $y_у = Z_э/m = K/m$. При этом точка n, с которой должна быть соединена коллекторная пластина K, находится на коллекторе (если p/m — целое число) или на противоположной лобовой части (если p/m не равно целому числу). В двухходовой волновой обмотке по рис. 64-12 отношение $p/m = 2/2 = 1$, и уравнительные соединения с шагом $y_у = Z_э/m = 20/2 = 10$ могут быть выполнены на коллекторе (должна быть электрически соединена, например, каждая вторая пластина, т. е. пластины *1* и *11*, *3* и *13*, *5* и *15*, *7* и *17*, *9* и *19*).

В комбинированных обмотках уравнительные соединения не требуются, так как (см. рис. 64-13) секции петлевой обмотки служат для сложной волновой обмотки уравнителями второго рода, а секции волновой обмотки являются для петлевой обмотки уравнителями первого рода.

64-5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА ЯКОРЯ

а) Наведение ЭДС в витке обмотки якоря. Активные стороны витков обмоток электрических машин располагаются обычно в пазах магнитопроводов. Как было пояснено выше (§ 29-3), в зоне пазов, занятой проводниками, индукция практически равна нулю, в зубцах индукция максимальна. Поэтому перемещение магнитопровода якоря в неподвижном магнитном поле приводит к периодическим изменениям индукции в любой точке этого поля, лежащей в зоне зубцов и пазов якоря. При совпадении с этой точкой паза якоря индукция обращается в нуль;

при совпадении с зубцом — достигает максимума. В этих условиях для определения ЭДС, индуктированных в сторонах витка, нельзя применить формулу Фарадея $e_1 = B_{п1} l v$, которая пригодна лишь в том случае, когда *перемещение проводника не оказывает влияния на само неподвижное поле*. Действительно, подставляя в формулу индукцию в зоне расположения проводника в пазу $B_{п1} = B_{п2} = 0$, мы получаем $e_1 = 0$; $e_2 = 0$ при любой скорости перемещения v, что не соответствует опыту.

Значение ЭДС витка может быть найдено, исходя из наиболее общей формулировки закона электромагнитной индукции, предложенной Максвеллом:

$$e = -\frac{d\Psi}{dt}.$$

Определим ЭДС только от неподвижного магнитного поля, линии которого пересекают зазор. Кривая радиальной составляющей индукции B этого поля в зазоре, усредненная в пределах зубцовых делений, показана на рис. 64-14. Потокосцепление Ψ витка соответствует потоку через его контур. В исходном положении *1*, *2*, когда оси пазов, в которых лежит виток, имеют координаты x_1 и x_2,

$$\Psi = \Phi = \int_{x_1}^{x_2} Bl\, dx.$$

После перемещения за время dt на малое расстояние $dx = v\, dt$, когда виток займет положение *1'*, *2'*, его потокосцепление

$$\Psi' = \Psi + d\Psi = \Psi + d\Phi_2 - d\Phi_1,$$

где $d\Phi_1 = B_1 l\, dx$ — изменение потокосцепления витка за счет перемещения паза *1*;

$d\Phi_2 = B_2 l\, dx$ — изменение потокосцепления за счет паза *2*.

Учитывая, что ток, появляющийся под действием ЭДС, всегда препятствует изменению потокосцепления, выразим ЭДС витка

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = \frac{(B_1 - B_2)\, lv\, dt}{dt} = e_1 - e_2, \qquad (64\text{-}13)$$

где $e_1 = B_1 l v$ — ЭДС левой активной стороны витка;

$e_2 = B_2 l v$ — ЭДС правой активной стороны витка.

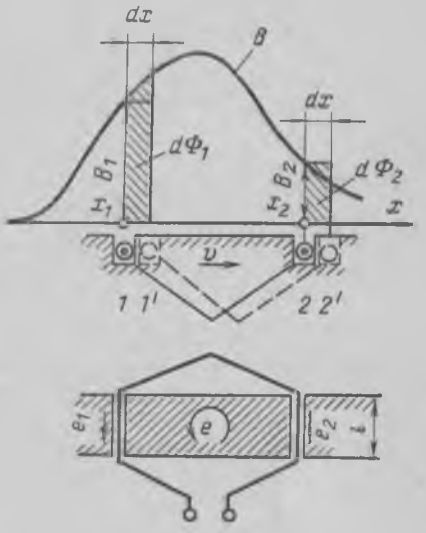
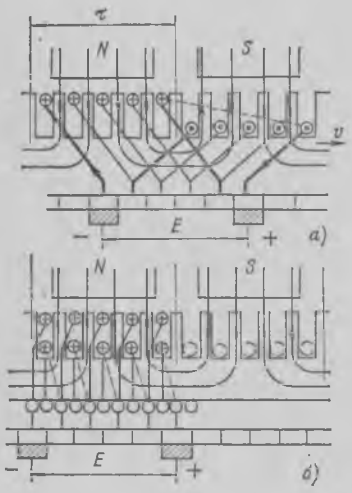


Рис. 64-14. Наведение ЭДС в витке обмотки якоря.

Таким образом, нам удалось выразить ЭДС витка в виде разности ЭДС его активных сторон. При этом выяснилось, что *ЭДС проводника, размещенного в пазу, может быть формально выражена по формуле Фарадея, если ввести в нее усредненную радиальную составляющую индукции в зазоре на оси паза, в котором расположен провсдник*.

б) Электродвижущая сила параллельной ветви обмотки якоря. Мгновенная ЭДС параллельной ветви обмотки, включенной между щетками различной полярности, складывается из ЭДС секций, которые входят в данный момент в эту ветвь, и в конечном счете из ЭДС проводников секции $e = B_\delta l_\delta v$, зависящих от индукции в зазоре B_δ на оси паза, в котором лежит проводник. При вращении

якоря с постоянной угловой скоростью Ω, т. е. перемещении проводника с постоянной линейной окружной скоростью $v = \Omega R$, где R — радиус наружной поверхности якоря, периодическое изменение ЭДС e во времени подобно периодическому изменению индукции по окружности зазора. Временный период ЭДС T соответствует пространственному периоду индукции 2τ. Период ЭДС T представляет собой время, необходимое для перемещения проводника на расстояние $2\tau = 2\pi R/p$, т. е. $T = 2\tau/v = 2\pi/(p\Omega)$. Поэтому



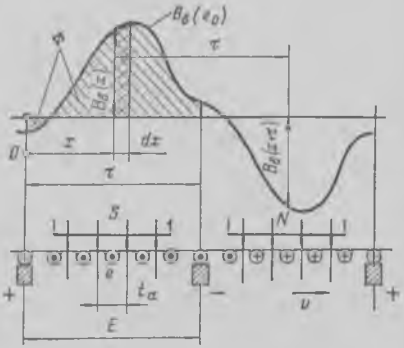


Рис. 64-16. Электродвижущая сила параллельной ветви обмотки якоря.

Рис. 64-15. Эквивалентирование ЭДС параллельной ветви простой петлевой обмотки.

частота изменения ЭДС в проводниках (секциях) обмотки якоря

$$f = 1/T = p\Omega/2\pi = pn, \qquad (64\text{-}14)$$

где $n = \Omega/2\pi$ — частота вращения якоря, об/с.

Обратимся теперь к определению ЭДС параллельной ветви. Как было показано в § 64-4, проводники секций, входящих в ветвь, располагаются всегда под несколькими полюсами: в петлевых обмотках под двумя соседними полюсами (см. рис. 64-9, 64-10), в волновых обмотках находятся под всеми полюсами машины (рис. 64-11, 64-12). Чтобы обойти трудности, связанные с суммированием ЭДС проводников, расположенных под различными полюсами, предварительно представляют ЭДС параллельной ветви в виде суммы ЭДС проводников, расположенных под одним полюсом (точнее, на одном полюсном делении). Покажем, как это сделать для параллельной ветви простой петлевой обмотки, изображенной на рис. 64-15. При ширине секции, равной полюсному делению, ЭДС $e_н$ нижней стороны секции равна, но противоположна по знаку ЭДС $e_в$ верхней стороны секции (первая и последняя секции обмотки выделены на рисунке утолщенными линиями) $e_н = -e_в$.

В этом легко убедиться, вспомнив, что поле машины как при холостом ходе, так и при нагрузке при смещении на полюсное

деление меняет знак на обратный (см., например, рис. 64-16)

$$B_\delta(x+\tau) = -B_\delta(x).$$

Поэтому по (64-13) ЭДС одновитковой секции $e = e_в - e_н = 2e_н$ равна удвоенной ЭДС верхней стороны, откуда следует, что ЭДС секции останется без изменения, если проводник нижней стороны заменить дополнительным проводником в том же пазу, где лежит ее верхняя сторона, и образовать из этих двух проводников двухвитковую секцию, охватывающую ярмо, как показано на рис. 64-15, *б*. В этой секции будет индуктироваться ЭДС $e = e_н + e_в = 2e_н$. Повторяя указанную замену для всех секций параллельной ветви, получаем эквивалентную по сумме ЭДС группу проводников, расположенную только под одним (в данном случае северным) полюсом. Эти проводники вместе с лобовыми частями образуют параллельную ветвь так называемой тороидальной разноименнополюсной коллекторной обмотки, которая образуется из таких же секций (катушек), как и тороидальная обмотка переменного тока (см. § 19-3). На щетках, прикасающихся к коллектору тороидальной обмотки (рис. 64-16), появляется точно такая же ЭДС E, как на щетках простой петлевой обмотки (рис. 64-15, *а*).

Аналогичным путем можно показать, что *ЭДС параллельной ветви любой барабанной коллекторной обмотки может быть получена как сумма ЭДС в проводниках ветви, равномерно распределенных на одном полюсном делении*. Как видно из рис. 64-15, это полюсное деление должно быть симметрично относительно щетки барабанной обмотки. Если щетки условно показаны прикасающимися к проводникам, как на рис. 64-16, то проводники должны равномерно располагаться на полюсном делении, заключенном между двумя соседними щетками.

Распределим равномерно проводники одной параллельной ветви на южном полюсном делении рис. 64-16. Если количество активных проводников обмотки равно $N = 2Z_э u_с$, то параллельная ветвь состоит из $N_в = N/(2a)$ последовательно включенных проводников и на каждый проводник придется отрезок полюсного деления $t_a = \tau/N_a = 2a\tau/N$ (на рис. 64-16 принято $N_в = 6$ и $t_a = \tau/6$). Предположим, что распределение радиальной составляющей индукции B_δ в зазоре в пределах расчетной длины l_δ известно, тогда ЭДС в проводнике, расположенном на расстоянии x от края полюсного деления, равна $e = B_\delta l_\delta v$, а на единицу длины окружности в зоне этого проводника приходится ЭДС

$$e_0 = \frac{e}{t_a} = \frac{p\Omega N}{2\pi a} l_\delta B_\delta,$$

так как

$$\tau = \pi R/p;\ v = \Omega R.$$

(При выводе формул не учитывалось, что из параллельной ветви исключаются секции, замкнутые накоротко щетками.) Полную

ЭДС параллельной ветви определим как интеграл от ЭДС, приходящихся на единицу длины,

$$E = \int_0^{\tau} e_0\,dx = \frac{p\Omega N}{2\pi a}\int_0^{\tau} B_\delta l_\delta\,dx$$

или

$$E = \frac{p\Omega N\Phi}{2\pi a} = 4fw\Phi = c_0\Omega\Phi, \qquad (64\text{-}15)$$

где $\Phi = \int_0^{\tau} B_\delta l_\delta\,dx$ — магнитный поток на один полюс, пропорциональный заштрихованной площади на рис. 64-16;

$w = N/(4a)$ — число витков в параллельной ветви якоря;

f — частота ЭДС в якоре по (64-14);

$c_0 = \frac{pN}{2\pi a}$.

Таким образом, ЭДС параллельной ветви пропорциональна произведению угловой скорости якоря на магнитный поток через полюсное деление, заключенное между проводниками, прикасающимися к щеткам.

Пример 64-1. Определить ЭДС в простой волновой обмотке двигателя постоянного тока 14 кВт, 220 В, 1500 об/мин при следующих данных: $Z_э = 93$, $u_c = 2$, $2p = 4$, $2a = 2$, $\Phi = 0{,}01099$ Вб.

Определив $\Lambda = 2Z_э u_c = 2\cdot 93\cdot 2 = 372$ и $\Omega = 2\pi n = 2\pi\cdot 1500/60 = 157$ рад/с, найдем по (64-15)

$$E = \frac{2\cdot 157\cdot 372\cdot 0{,}01099}{2\pi\cdot 1} = 204{,}4 \text{ В}.$$

в) Влияние укорочения шага секции и количества секций в параллельной ветви на ее ЭДС. При выводе (64-15) мы приняли шаг секции равным полюсному делению, а число проводников в параллельной ветви — бесконечно большим. Для оценки влияния укорочения шага секции и перехода к конечному числу проводников параллельной ветви разложим поле в зазоре в гармонический ряд и учтем только первую гармоническую индукции с амплитудой B_{1m}, которой соответствует магнитный поток

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} B_{1m} l_\delta \tau.$$

Электродвижущие силы в отдельных секциях обмотки якоря могут быть изображены в виде комплексов, так же как для катушек или катушечных групп обмотки якоря синхронной машины. На рис. 64-17 произведено суммирование комплексов ЭДС секций в пределах замкнутого контура обмотки ($2p = 2$, $Z_э = 12$, $K = 12$). Образуя правильный двенадцатиугольник, эти ЭДС в сумме равны нулю.

Амплитуда ЭДС отдельной секции рассчитывается по (27-5). В обозначениях данной главы она равна:

$$E_c = 2\pi f \bar{w}_c k_y \Phi_{1m}, \qquad (64\text{-}16)$$

где $k_y = \sin\frac{y_1\pi}{2\tau}$ — коэффициент укорочения секции.

Максимальная ЭДС на щетках равна геометрической сумме ЭДС, которые входят в параллельную ветвь, и соответствует диаметру многоугольника ЭДС секций

$$E_{1\,max} = \frac{Z_э}{2a} k_р E_c, \qquad (64\text{-}17)$$

где $Z_э/2a$ — число секций в параллельной ветви.

Коэффициент распределения для параллельной ветви, занимающей зону π рад, рассчитывается как отношение геометрической суммы ЭДС секций к их арифметической сумме или (при достаточно большом числе секций, когда многоугольник приближается к окружности), как отношение диаметра к половине длины окружности ЭДС

$$k_р = \frac{2R_E}{\pi R_E} = \frac{2}{\pi}.$$

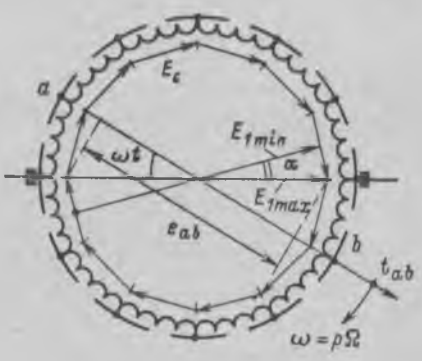


Рис. 64-17. Диаграмма ЭДС секций.

Вводя эти данные, получим формулу для ЭДС параллельной ветви с учетом укорочения шага секции

$$E_{1\,max} = 4f\omega k_у \Phi_{1m}. \qquad (64\text{-}18)$$

Она отличается от ранее полученной формулы (64-15) тем, что в нее входит коэффициент укорочения. Однако при укорочениях шага, которые встречаются в машинах постоянного тока, коэффициент $k_у$ весьма близок к единице;

y_1/τ	0,9	0,95
$k_у$	0,988	0,996

Поэтому формула (64-15) дает достаточно правильный результат.

С помощью многоугольника ЭДС (рис. 64-17) можно приближенно оценить возможные изменения ЭДС параллельной ветви из-за перемещения ее секций в магнитном поле. При четном числе секций или коллекторных пластин на пару полюсов (K/p — четное число) минимальное значение ЭДС параллельной ветви E_{1min} равно расстоянию между противоположными гранями многоугольника; отношение этой ЭДС к максимальной равно

$$\frac{E_{1\,min}}{E_{1\,max}} = \cos\alpha,$$

где $\alpha = \pi p/K$ — угол, показанный на рис. 64-17.

Отклонение напряжения параллельной ветви от среднего значения, выраженное в процентах последнего, вычисляется по формуле

$$\Delta E\% = \frac{\Delta E}{E_1} 100 = \frac{0{,}5\,(E_{1\,max} - E_{1\,min})}{0{,}5\,(E_{1\,max} + E_{1\,min})} \cdot 100 = 100\,\mathrm{tg}^2\frac{\pi p}{2K}. \qquad (64\text{-}19)$$

С увеличением числа коллекторных пластин отклонение быстро уменьшается

K/p	4	8	10	20	40
ΔE, %	17,2	4	2,5	0,62	0,16

64-6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ

Внешний вращающий момент $M_в$, приложенный к валу машины постоянного тока, уравновешивается в установившемся режиме электромагнитным моментом M, возникающем от взаимодействия

токов в обмотке якоря с магнитным полем. Как можно убедиться, применяя правило правой руки для определения ЭДС и правило левой руки для определения электромагнитных сил, в режиме генератора, когда $U < E$ и токи в обмотке якоря совпадают с индуктированной ЭДС, электромагнитный момент направлен против вращения (указанного на рис. 64-18 стрелкой с индексом *Г*). В режиме двигателя, когда токи направлены против ЭДС, электромагнитный момент совпадает с направлением вращения (указанным стрелкой с индексом *Д*).

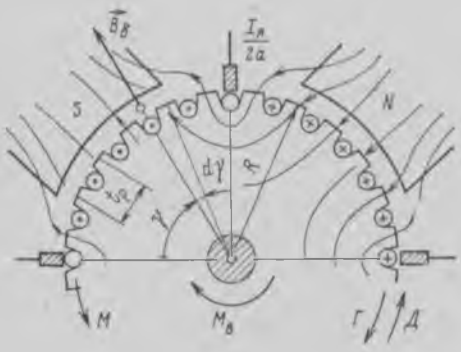


Рис. 64-18. К определению электромагнитного момента.

Как было показано в § 29-3, тангенциальная электромагнитная сила от взаимодействия тока, расположенного в пазу, с внешним магнитным полем, пропорциональна току и средней индукции в зазоре, причем приложена эта сила к зубцам магнитопровода. По проводникам обмотки якоря протекает ток $I_я/2a$. Проводнику, смещенному на угол γ относительно начала южного полюсного деления, показанному на рис. 64-18, соответствует тангенциальная сила $S_\gamma = B_\delta l_э I_я/2a$. На единицу длины окружности в области этого проводника приходится сила $S_{0\gamma} = S_\gamma/t_p = NI_я B_\delta l_\delta/(4\pi aR)$, где $t_p = 2\pi R/N$ — длина участка окружности якоря на один проводник. Тогда на элемент окружности длиной $R\,d\gamma$ действует электромагнитный момент

$$M = (S_{0\gamma} R\,d\gamma)\,R,$$

на одно полюсное деление — момент

$$\int_0^{\pi/p} S_{0\gamma} R^2\,d\gamma$$

и на весь якорь — электромагнитный момент

$$M = 2p\int_0^{\pi/p} S_{0\gamma} R^2\,d\gamma = c_0 I_я \Phi, \qquad (64\text{-}20)$$

где $\Phi = \int_0^{\pi/p} B_\delta l_\delta\,(R\,d\gamma)$ — магнитный поток, проходящий через полюсное деление, заключенное между щетками;

$c_0 = pN/2\pi a$.

Таким образом, *электромагнитный момент, действующий на якорь машины постоянного тока, пропорционален произведению*

тока якоря на магнитный поток через полюсное деление, заключенное между проводниками, прикасающимися к щеткам.

Пример 64-2. Для машины постоянного тока в примере 64-1 при токе якоря $I_я = 72$ А найти электромагнитный момент. Коэффициент $c_0 = pN/(2\pi a) = 2 \cdot 372/(2\pi \cdot 1) = 118{,}4$; электромагнитный момент по (64-20) $M = 118{,}4 \cdot 72 \times 0{,}01099 = 93{,}7$ Н·м.

64-7. МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ И СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Магнитное поле машины постоянного тока (так же как в синхронной машине) может быть разложено на продольное и поперечное поля, направленные соответственно по оси полюсов, называемой продольной осью (d), и по оси промежутка между полюсами, называемой поперечной (q) осью. Эти оси показаны на рис. 64-19.

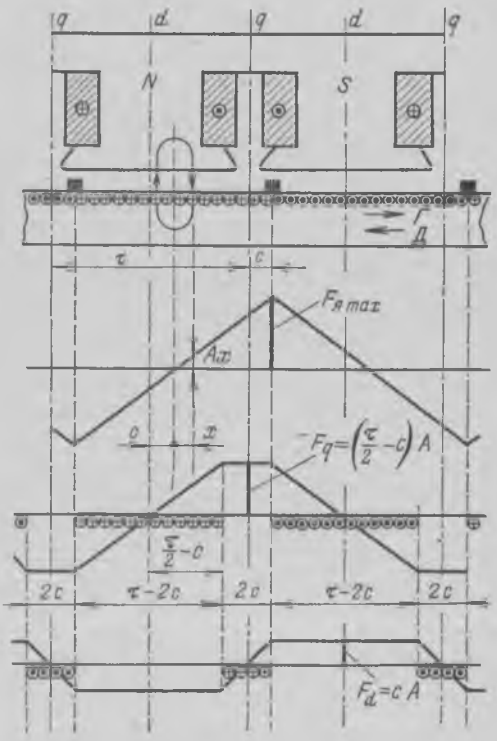


Рис. 64-19. Магнитодвижущая сила якоря и ее продольная и поперечная составляющие.

В образовании магнитного поля принимают участие ток и МДС обмоток возбуждения, МДС обмотки якоря, а также МДС обмотки дополнительного полюса и компенсационной обмотки (роль последних двух обмоток поясняется в § 64-11).

Магнитодвижущая сила параллельной (или независимой) обмотки возбуждения

$$F_в = w_в I_в, \qquad (64\text{-}21)$$

где $w_в$, $I_в$ — число витков на один полюс и ток обмотки, а также МДС последовательной обмотки возбуждения

$$F_п = w_п I_я, \qquad (64\text{-}22)$$

где $w_п$ — число витков последовательной обмотки на один полюс, образуют только продольное поле (их катушки охватывают главные полюсы).

Магнитодвижущие силы обмоток возбуждения сохраняют постоянное на протяжении полюсного деления данной полярности зна-

чение и изменяют свой знак на обратный при переходе к соседнему полюсному делению. Кривая МДС обмотки возбуждения на полюсном делении имеет форму прямоугольника.

Магнитодвижущая сила распределенной обмотки якоря (при достаточно большом числе проводников на полюсном делении) имеет форму треугольника (рис. 64-19). Максимальное значение МДС якоря $F_{я\,max}$ наблюдается в зоне щеток; посередине промежутка между щетками МДС проходит через нуль. Охватим проводники якоря контуром с шириной $2x$, симметрично расположенным относительно точки, в которой МДС якоря равна нулю. Тогда МДС на расстоянии x от этой точки будет равна половине тока, охваченного контуром, и при $0 < x < \tau$ окажется равной

$$F_я = \frac{1}{2}(2Ax) = Ax, \tag{64-23}$$

где $A = NI_я/(4a\pi R)$ — ток, приходящийся на единицу длины окружности якоря, называемый линейной нагрузкой якоря, А/м.

Максимальная МДС якоря получится при $x = \tau/2$

$$F_{я max} = A\tau/2. \tag{64-24}$$

В общем случае, когда щетки сдвинуты с геометрической нейтрали на расстояние c (рис. 64-19), МДС якоря может быть разложена на продольную и поперечную составляющие. Наибольшее значение поперечной составляющей

$$F_q = (\tau/2 - c)\,A. \tag{64-25}$$

Наибольшее значение продольной составляющей

$$F_d = cA. \tag{64-26}$$

При щетках, установленных на геометрической нейтрали, т. е. при $c = 0$, образуется только поперечная МДС $F_q = F_{я\,max} = A\tau/2$; $F_d = 0$.

Сопротивление обмотки якоря при температуре t

$$R_{я0} = \rho_t \frac{Nl_{ср}}{S\,(2a)^2}, \tag{64-27}$$

где $l_{ср}$ — средняя длина полувитка секции;

S — сечение эффективного проводника обмотки якоря;

ρ_t — удельное сопротивление меди при температуре t (см. приложение П-1).

Сопротивление независимой (или параллельной) обмотки при t, °С,

$$R_в = \rho_t \frac{4p\omega_в l_в}{S_в}, \tag{64-28}$$

где $l_в$ — длина полувитка обмотки по рис. 64-1;

$S_в$ — сечение проводников.

Примечание. Сопротивления других полюсных обмоток рассчитываются по аналогичным формулам.

Сопротивление цепи якоря с учетом сопротивления последовательно включенных обмоток и переходного сопротивления щеточного контакта

$$R_{я} = R_{я0} + R_{п} + R_{д} + R_{к.\,п} + \Delta U_{щ}/I_{я.\,н}, \qquad (64\text{-}29)$$

где $\Delta U_{щ}$ — падение напряжения на щетках (для обычно применяемых электрографитпрованных щеток $\Delta U_{щ} \approx 2$ В);

$R_{п}$, $R_{д}$, $R_{к.\,п}$ — сопротивления последовательной обмотки возбуждения, дополнительных полюсов и компенсационной обмотки.

Пример 64-3. Для машины примеров 64-1, 64-2, в которой $D_{я} = 2R = 0{,}195$ м; $l_{\delta} \approx l = 0{,}14$ м; $l_{ср} = 0{,}325$ м; $S = 5{,}73$ мм^2. Найти линейную нагрузку, максимальную МДС (при щетках на нейтрали), и сопротивление обмотки якоря при 75°С.

Линейная нагрузка и МДС якоря по (64-23):

$$A = 372 \cdot 72/(2\pi \cdot 0{,}195) = 21\,860 \text{ А/м}; \quad F_{я\,max} = F_{q} = 21\,860 \cdot 0{,}153/2 = 1672 \text{ А},$$

где

$$\tau = \pi D_{я}/2p = \pi \cdot 0{,}195/4 = 0{,}153 \text{ м}.$$

Сопротивление обмотки якоря

$$R_{я0} = 0{,}0214 \cdot 10^{-6} \cdot 372 \cdot 0{,}325/[5{,}73 \cdot 10^{-6} \cdot (2)^2] = 0{,}113 \text{ Ом},$$

где

$$\rho_{75} = 0{,}0175 \cdot 10^{-6}\,[1 + (75 - 20) \cdot 0{,}004] = 0{,}0214 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}.$$

64-8. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

Магнитное поле при холостом ходе, когда ток в обмотке якоря отсутствует, образуется только МДС независимой (или параллельной) обмотки возбуждения $F_{в}$. Распределение индукции B в зазоре, полученное в результате расчета магнитного поля, показано на рис. 64-20. Магнитный поток при холостом ходе пропорционален заштрихованной площади

$$\Phi_{в} = \int_{-0{,}5\tau}^{+0{,}5\tau} B l_{\delta}\, dx.$$

Для упрощения расчета потока $\Phi_{в}$ действительное распределение индукции на полюсном делении заменяется распределением в виде прямоугольной фигуры, показанной пунктиром на рис. 64-20. Высота этой фигуры совпадает с B_{δ}, ее ширина b_{δ}, называемая расчетной шириной полюсного наконечника, выбирается из условия сохранения потока (равенство заштрихованной площади и площади прямоугольной фигуры)

$$\Phi_{в} = b_{\delta} l_{\delta} B_{\delta} = \alpha_{\delta} \tau l_{\delta} B_{\delta}, \qquad (64\text{-}30)$$

где $\alpha_{\delta} = b_{\delta}/\tau$ — коэффициент полюсного перекрытия.

На основании аналитического расчета поля в зазоре b_δ может быть выражено через размеры магнитопровода машины (рис. 64-1)

$$b_\delta = \frac{1}{B_\delta}\int_{-0,5\tau}^{+0,5\tau} B\,dx = b_p + (b_ш - \gamma\delta),$$

где

$$b_ш = (\tau - b_p - b_{pд})/2; \quad \gamma = \frac{(b_ш/\delta)^2}{5 + b_ш/\delta};$$

b_p, $b_{pд}$ — ширины наконечников главного и дополнительного полюсов;

$b_ш$ — расстояние между наконечниками этих полюсов.

Расчет характеристики намагничивания $\Phi = f(F_в)$ при холостом ходе производится так же, как в синхронной явнополюсной

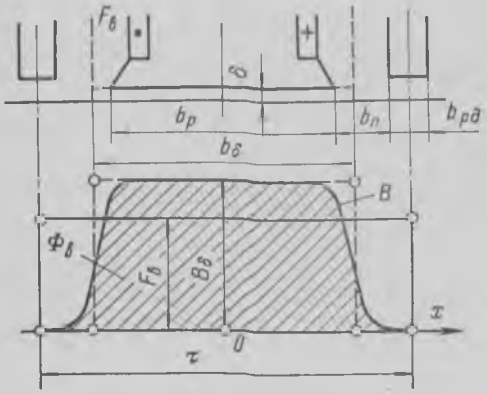


Рис. 64-20. Поле в зазоре при холостом ходе.

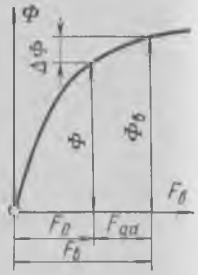


Рис. 64-21. Характеристика намагничивания машины.

машине (см. § 53-2). Здесь будут отмечены только его особенности применительно к машине постоянного тока. Магнитная цепь, характерные размеры которой указаны на рис. 64-1, рассчитывается для нескольких магнитных потоков, например: $\Phi_в = 0{,}5\,\Phi_{в.н}$; $0{,}8\,\Phi_{в.н}$; $\Phi_{в.н}$; $1{,}1\,\Phi_{в.н}$; $1{,}25\,\Phi_{в.н}$, где $\Phi_{в.н} = 2\pi a U_н/(p\Omega N)$ — магнитный поток при холостом ходе и номинальном напряжении, найденный по (64-15). При каждом значении потока $\Phi_в$ определяются индукции в различных участках магнитной цепи и соответствующие им магнитные напряжения.

Магнитное напряжение зазора F_δ рассчитывается по § 53-2; магнитные напряжения зубцов F_z и ярма якоря — по § 40-2 (индексы $z1$ и $a1$ заменяются соответственно индексами z и a). Поток рассеяния полюсов $\Phi_{в\sigma} = \sigma_m \Phi_в$ определяется при коэффициенте рассеяния полюсов $\sigma_m \approx 1{,}2$. Индукция в сердечнике полюса B_m и магнитное напряжение сердечника полюса F_m рассчитываются

при потоке $\Phi_m = \Phi_2 = \Phi_в + \Phi_{пσ}$ по § 53-2. Магнитное напряжение станины $F_s = L_s H_s$, где H_s — напряженность поля в станине, соответствующая по [13 (разд. 7)] индукции $B_s = \Phi_m/(2l_s h_s)$. Результирующая МДС при холостом ходе (на один полюс)

$$F_в = F_\delta + F_Z + F_a + F_m + F_s \qquad (64\text{-}31)$$

равна сумме магнитных напряжений участков магнитной цепи при потоке $\Phi_в$. Результаты расчета магнитной цепи представляются

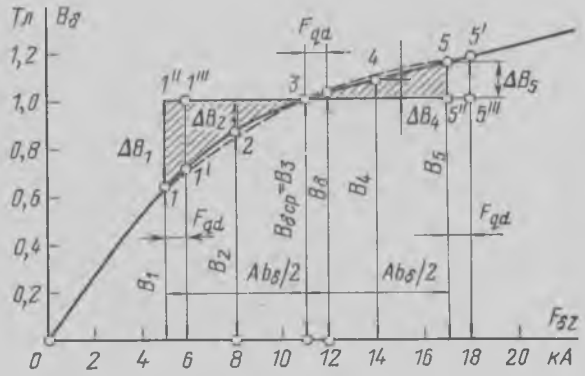


Рис. 64-22. Характеристика намагничивания активного слоя машины.

в виде характеристики намагничивания машины $\Phi_в = \Phi = f(F_в)$, характеристики намагничивания активного слоя машины $B_\delta = f(F_{\delta Z})$, где $F_{\delta Z} = F_\delta + F_Z + F_a$ — магнитное напряжение зазора, зубцов и ярма якоря, и характеристики холостого хода $E_в = E = f(F_в)$. Эти характеристики приведены соответственно на рис. 64-21—64-23. Поскольку ЭДС пропорциональна потоку $E = c_0 \Omega \Phi$, характеристики намагничивания и холостого хода подобны.

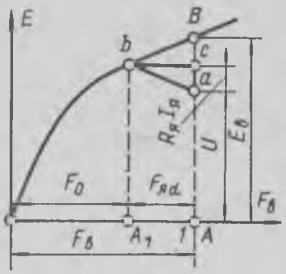


Рис. 64-23. Характеристика холостого хода.

Расчет характеристик намагничивания и холостого хода машины постоянного тока легко формализуется и может быть проведен с помощью ЭВМ. Для использования в аналитических расчетах установившихся режимов и переходных процессов характеристики намагничивания и холостого хода представляются в виде тех или иных аппроксимаций. Одной из наиболее удобных является аппроксимация параболой с вертикальной осью (параллельной оси ординат):

$$\left.\begin{aligned} E &= a_E F_в^2 + b_E F_в + c_E; \\ \Phi &= a_\Phi F_в^2 + b_\Phi F_в + c_\Phi; \\ B_\delta &= a_в F_{\delta Z}^2 + b_в F_{\delta Z} + c_в. \end{aligned}\right\} \qquad (64\text{-}32)$$

Для получения достаточно высокой точности (ошибка по оси ординат не более 0,5%) протяженность аппроксимируемого участка кривой намагничивания по оси абсцисс не должна превосходить МДС, соответствующую середине «колена» характеристики (на рис. 64-22 эта МДС равна примерно 7 кА).

Коэффициенты уравнения параболы $y = ax^2 + bx + c$, проведенной через известные точки $(x_1; y_1)$ и $(x_3; y_3)$ на границе аппроксимируемого участка и точку $x_2; y_2$ в середине этого участка, определяются по следующим формулам:

$$a = D_a/D; \quad b = D_b/D; \quad c = D_c/D, \tag{6-33}$$

где

$$D = x_1^2(x_2 - x_3) + x_2^2(x_3 - x_1) + x_3^2(x_1 - x_2);$$
$$D_a = y_1(x_2 - x_3) + y_2(x_3 - x_1) + y_3(x_1 - x_2);$$
$$D_b = x_1^2(y_2 - y_3) + x_2^2(y_3 - y_1) + x_3^2(y_1 - y_2);$$
$$D_c = x_1^2(x_2y_3 - x_3y_2) + x_2^2(x_3y_1 - x_1y_3) + x_3^2(x_1y_2 - x_2y_1).$$

Пример 64-4. Аппроксимировать параболой участок кривой намагничивания по рис. 64-22, включающей точки *1*, *3*, *5* с координатами: $x_1 = F_1 = 5$ кА; $x_2 = F_3 = 11$ кА; $x_3 = F_5 = 17$ кА; $y_1 = B_1 = 0{,}625$ Тл; $y_2 = B_3 = 1{,}0$ Тл; $y_3 = B_5 = 1{,}154$ Тл.

По (64-33) находим: $D = -432$; $D_a = 1{,}326$; $D_b = -48{,}216$; $D_c = -62{,}075$; $a = -0{,}0030694$; $b = 0{,}11161$; $c = 0{,}14369$.

Параболическая аппроксимация кривой по уравнению $B = aF^2 + bF + c$ показана на рис. 64-22 пунктиром. Из-за несоблюдения рекомендации по выбору длины аппроксимируемого участка отклонение параболы от заданной кривой достигает 4%.

Пример 64-5. Разбить участок кривой примера 64-4 на два интервала и аппроксимировать кривую на каждом из интервалов своей параболой (параболы должны проходить через точку *2* в середине интервала *1—3* и точку *4* в середине интервала *3—5*, координаты которых $F_2 = 8$ кА; $F_4 = 14$ кА; $B_2 = 0{,}872$ Тл; $B_4 = 1{,}082$ Тл).

По (64-33), считая $x_1 = F_1$; $x_2 = F_2$; $x_3 = F_3$; $y_1 = B_1$; $y_2 = B_2$; $y_3 = B_3$, находим уравнение параболы, проходящей через точки *1*, *2* и *3* рис. 64-22: $B = -0{,}0066111\,F^2 + 0{,}16827\,F - 0{,}051111$, где $F_1 < F < F_3$.

Считая $x_1 = F_3$, $x_2 = F_4$; $x_3 = F_5$; $y_1 = B_3$; $y_2 = B_4$; $y_3 = B_5$, находим уравнение параболы, проходящей через точки *3*, *4* и *5* рис. 64-22: $B = -0{,}0005555 + F^2 + 0{,}041222\,F + 0{,}61378$, где $F_3 < F < F_5$. При такой аппроксимации отклонение парабол от заданной кривой не превышает 0,5% (на рис. 64-22 параболы сливаются с кривой).

64-9. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ НАГРУЗКЕ

В образовании магнитного поля при нагрузке принимают участие не только МДС независимой (или параллельной) обмотки возбуждения $F_в$, но и МДС обмоток, по которым течет ток якоря: продольная F_d и поперечная F_q МДС якоря и МДС последовательной обмотки возбуждения $F_п$[1].

а) Влияние МДС последовательной обмотки. Последовательная обмотка возбуждения образует МДС той же формы, что и независимая (или параллельная) обмотка возбуждения. На рис. 64-24 МДС последовательной обмотки $F_п = w_п I_я$ показана в виде прямо-

[1] Оценка влияния на магнитное поле при нагрузке МДС компенсационной обмотки, обмотки дополнительных полюсов, а также МДС коммутируемых секций дана в § 64-11.

угольной фигуры. Там же показана МДС $F_в = w_в I_в$ обмотки возбуждения.

Результирующая МДС определяется алгебраической суммой МДС обмоток

$$F_0 = F_в \pm F_п, \qquad (64\text{-}34)$$

где «+» соответствует согласному включению обмоток; «—» — встречному включению.

Кривая результирующей индукции B подобна кривой индукции при холостом ходе $B_в$; действительное распределение индукции (так же как при холостом ходе) может быть заменено постоянной индукцией в пределах расчетной ширины полюсного наконечника

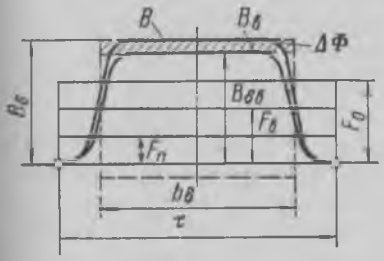


Рис. 64-21. Влияние МДС последовательной обмотки на поле в зазоре.

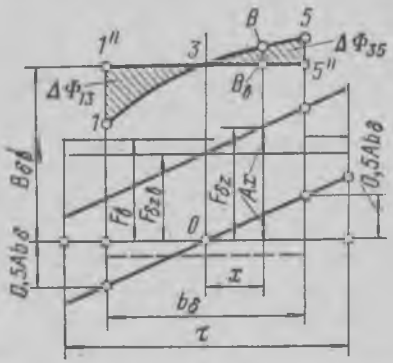


Рис. 64-25. Влияние поперечной МДС якоря на поле в зазоре.

$b_δ$ (пунктирные кривые прямоугольной формы на рис. 64-24). Результирующий магнитный поток Φ (или пропорциональная ему максимальная индукция $B_δ = Φ/(α_δ τ l_δ)$ соответствуют МДС F_0 по характеристике намагничивания (рис. 64-21). Изменение магнитного потока при переходе от холостого хода к нагрузке соответствует заштрихованной площади на рис. 64-24 $ΔΦ = Φ - Φ_в$.

б) Влияние продольной МДС якоря. Кривая продольной МДС якоря $F_d = cA$ имеет форму трапеции (см. рис. 64-19). При небольшом смещении щеток с геометрической нейтрали МДС F_d влияет на поле так же, как продольная МДС прямоугольной формы (см. п. «а»). Результирующая МДС с учетом влияния продольной МДС якоря

$$F_0 = F_в \pm F_d, \qquad (64\text{-}35)$$

где «+» соответствует подмагничивающему действию МДС F_d, а «—» — размагничивающему.

Как видно из рис. 64-19, размагничивание наблюдается при смещении щеток в направлении вращения в режиме генератора и против направления вращения в режиме двигателя; подмагничива-

ние — при смещениях в противоположные стороны. Результирующий МДС F_0 соответствует по характеристике намагничивания результирующий поток Ф.

в) Влияние поперечной МДС якоря. При щетках, установленных на нейтрали (или смещенных на небольшое расстояние c), поперечная МДС равна нулю на оси полюса. На расстоянии x от оси полюса она становится равной Ax; на расстоянии $b_\delta/2$, соответствующем половине расчетной ширины полюсного наконечника, — равной $\pm Ab_\delta/2$. Распределение поперечной МДС показано на рис. 64-25. Там же дана кривая МДС возбуждения $F_в$. С целью упрощения реальный полюсный наконечник заменен полюсным наконечником с расчетной шириной b_δ, в зоне которого индукция считается постоянной. Как было пояснено в § 64-7, если считать равной нулю индукцию в зазоре за пределами расчетной ширины наконечника, поток в зазоре при такой замене сохранится. При этом он будет правильно воспроизведен не только при холостом ходе, но и в нагрузочных режимах.

Найдем сначала расчетную кривую индукции при холостом ходе

$$B_в = B_{\delta в} = \Phi_в/(b_\delta l_\delta),$$

где $\Phi_в$ соответствует МДС $F_в$ по характеристике намагничивания на рис. 64-21. Тогда площадь прямоугольника, ограниченного кривой $B_в$, пропорциональна потоку $\Phi_в = B_{в\delta} b_\delta l_\delta$. Теперь обратимся к полю, образованному поперечной МДС при $F_в = 0$. Линии поля поперечной МДС замыкаются в пределах активного слоя по контурам, охватывающим токи обмотки якоря. Один из таких контуров шириной $2x$, охватывающий ток $2Ax$, показан на рис. 64-19. Видно, что контур проходит через полюсный наконечник, зазор, зубцы и ярмо якоря. Пренебрегая магнитным напряжением полюсного наконечника и применяя к контуру закон полного тока, найдем магнитное напряжение на половину контура $F_{\delta Z} = F_\delta + F_Z + F_d = Ax$ и по характеристике намагничивания активного слоя (см. рис. 64-22) индукцию $B_{\delta x}$ поля поперечной МДС Ax на расстоянии x от оси полюса. Поле получается поперечным, и поскольку $B_{\delta x}(x) = -B_{\delta x}(-x)$, продольный поток этого поля оказывается равным нулю.

Для определения результирующего поля в зазоре, образованного МДС возбуждения $F_в$ и поперечной МДС якоря Ax, нужно выделить из МДС возбуждения составляющую $F_{\delta Z в}$, которая приходится на активный слой (рис. 64-25) и соответствует индукции $B_\delta = \Phi_в/(b_\delta l_\delta)$ по характеристике намагничивания активного слоя (см. рис. 64-22). Затем найти результирующую МДС, приходящуюся на активный слой $F_{\delta Z} = F_{\delta Z в} + Ax$, и с помощью характеристики рис. 64-22 — индукцию B в точке x зазора. Полученная таким образом кривая индукции B на оси полюса (в точке *3*) совпадает с индукцией $B_{\delta в}$ при холостом ходе; на участке *3—5*, где Ax складывается с $F_{\delta Z в}$, — идет выше кривой $B_в = B_{\delta в}$, а на участке *1—3*,

где Ax вычитается из $F_{\delta Z\,в}$, — ниже этой кривой. Из-за нелинейности характеристики намагничивания активного слоя уменьшение индукции на участке *1—3* (по сравнению с холостым ходом) получается более значительным, чем ее увеличение на участке *1—5*. Соответственно уменьшение продольного потока $\Delta\Phi_{13}$, пропорциональное площади фигуры *131''*, превосходит его увеличение $\Delta\Phi_{35}$, пропорциональное площади фигуры *355''*. В конечном счете влияние поперечной реакции якоря на продольный поток проявляется в его уменьшении на $\Delta\Phi = \Delta\Phi_{13} - \Delta\Phi_{35} = \Phi_в - \Phi$. Количественная оценка этого уменьшения потока может быть получена прямо с помощью характеристики намагничивания активного слоя (см. рис. 64-22). Для этого достаточно найти на характеристике точку *3*, соответствующую заданной индукции при холостом ходе $B_3 = B_{\delta в}$, определить МДС $F_{\delta Z}$ для этой точки и найти положение на кривой точки *1*, соответствующей МДС $F_{\delta Z} - 0{,}5Ab_\delta$, и точки *5*, соответствующей МДС $F_{\delta Z} + 0{,}5\,Ab_\delta$. В силу пропорциональности поперечной МДС Ax удалению x (рис. 64-25) от оси полюса фигуры, заключенные между одинаковыми отрезками кривых индукции и осью абсцисс на рис. 64-22 и 64-24, оказываются подобными, и изменение потока можно найти по площади заштрихованных фигур *131''* и *355'* на рис. 64-22.

Полагая, что кривые на участках *1—3* и *3—5* аппроксимированы соответствующими параболами, выразим уменьшение потока следующим образом:

$$\Delta\Phi = \Delta\Phi_{13} - \Delta\Phi_{35} = \Delta B l_\delta b_\delta, \qquad (64\text{-}36)$$

где $\Delta B = (\Delta B_1 + 4\Delta B_2 - 4\Delta B_4 - \Delta B_5)/12$ — среднее изменение индукции из-за влияния поперечной МДС якоря; $\Delta B_1 = B_3 - B_1$; $\Delta B_2 = B_3 - B_2$; $\Delta B_3 = 0$; $\Delta B_4 = B_4 - B_3$; $\Delta B_5 = B_5 - B_3$; точки *2* и *4* располагаются в середине участков *1—3* и *3—5*.

С целью компенсации уменьшения потока МДС возбуждения при нагрузке приходится несколько увеличивать. Предположим, что при нагрузке требуется иметь поток Ф, которому соответствует индукция $B_{\delta\,ср} = B_3 = \Phi/(b_\delta l_\delta)$. Если МДС возбуждения $F_в$ или ее составляющая $F_{\delta Z\,в}$ будут определены для этой индукции по характеристикам рис. 64-21 и 64-22, то заданный поток получится при холостом ходе (он будет соответствовать площади прямоугольника *1''—5''* с высотой $B_{\delta\,ср}$ и шириной $l_\delta b_\delta$ или в масштабе рис. 64-22 шириной Ab_δ). Сохраняя такое возбуждение при нагружении машины, получаем уменьшение на $\Delta\Phi$ за счет различия площадей фигур *131''* и *355''*.

Для компенсации уменьшения потока за счет размагничивающего действия поперечной МДС нужно увеличить МДС возбуждения на F_{qd}. Это увеличение приводит к смещению точек *1* и *5* в положения *1'* и *5'*. Значение F_{qd} должно быть таково, чтобы площадь, заключенная между участками кривой *1'—5'*, сделалась равной заданному потоку Ф или площади прямоугольника между отрезком *1''—5''* и осью абсцисс. Иными словами, для этого нужно, чтобы

сумма площадей фигур *1'31'''* и *35'5'''* сделалась равной $\Delta\Phi$, т. е.

$$\Pi(11''1'''1') + \Pi(5''55'5''') = \Delta\Phi \frac{A}{l_\delta}, \qquad (64\text{-}37)$$

где П — площади фигур в масштабе рис. 64-22.

В первом приближении, полагая индукцию при смещении на F_{qd} постоянной и учитывая (64-36), получаем уравнение

$$\Delta B_1 F_{qd} + \Delta B_5 F_{qd} = \Delta B A b_\delta,$$

откуда $F_{qd} = F_{qd0} = \dfrac{\Delta B}{\Delta B_1 + \Delta B_5} A b_\delta$ или в долях МДС под краем полюсного наконечника

$$F_{*qd0} = \frac{F_{qd0}}{0{,}5 A b_\delta} = \frac{2\Delta B}{\Delta B_1 + \Delta B_5}. \qquad (64\text{-}38)$$

С учетом изменения индукции при смещении на F_{qd} уравнение (64-37) приобретает вид:

$$\Delta B_{1ср} F_{qd} + \Delta B_{5ср} F_{qd} = \Delta\Phi \frac{A}{l_\delta} = \Delta B A b_\delta. \qquad (64\text{-}39)$$

В этом уравнении

$$\left.\begin{aligned} \Delta B_{1ср} &= \Delta B_1 - \left(\frac{dB}{dF}\right)_1 \frac{F_{qd}}{2}; \\ \Delta B_{5ср} &= \Delta B_5 + \left(\frac{dB}{dF}\right)_5 \frac{F_{qd}}{2} \end{aligned}\right\} \qquad (64\text{-}40)$$

— средние высоты трапецеидальных фигур *11'' 1'''1'* и *5''55'5'''*, выраженные через производные $\left(\frac{dB}{dF}\right)_1$, $\left(\frac{dB}{dF}\right)_5$ соответственно в точках *1* и *5*.

Производные удается выразить через приращение индукций, если предварительно по (64-32) аппроксимировать индукцию на участках *1—3* и *3—5* параболами $B = a_{13}F^2 + b_{13}F + c_{13}$ и $B = a_{35}F^2 + b_{35}F + c_{35}$. Тогда

$$\left.\begin{aligned} \left(\frac{dB}{dF}\right)_1 &= 2a_{13}F_1 + b_{13} = \frac{(6\Delta B_1 - 8\Delta B_2)}{A b_\delta}; \\ \left(\frac{dB}{dF}\right)_5 &= 2a_{35}F_5 + b_{35} = \frac{(6\Delta B_5 - 8\Delta B_4)}{A b_\delta}. \end{aligned}\right\} \qquad (64\text{-}41)$$

Преобразуя (64-39) с учетом (64-40), (64-41), получаем уравнение

$$Q F_{*qd}^2 - F_{*qd} + F_{*qd0} = 0, \qquad (64\text{-}42)$$

в котором F_{*qd0} — продольная МДС, компенсирующая размагничивающее действие поперечной МДС [первое приближение по (64-38)];

$$Q = \frac{6\Delta B_1 - 8\Delta B_2 + 8\Delta B_4 - 6\Delta B_5}{4(\Delta B_1 + \Delta B_5)}$$

— коэффициент.

Решая (64 42), получаем второе приближение для продольной МДС, компенсирующей размагничивающее действие поперечной МДС якоря в относительной

$$F_{*qd} = F_{qd}/(0{,}5 A b_\delta) = \frac{1}{2Q} - \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 - \frac{F_{qd0}}{Q}}$$

и в абсолютной форме

$$F_{qd} = 0{,}5 F_{*qd} A b_\delta. \qquad (64\text{-}43)$$

Магнитодвижущая сила возбуждения, обеспечивающая при нагрузке заданный поток Ф, определяется по характеристике намагничивания, как показано на рис. 64-21:

$$F_в = F_0 + F_{qd}, \qquad (64\text{-}44)$$

где F_0 — результирующая МДС (с учетом действия поперечной МДС), соответствующая потоку Ф.

Магнитный поток $\Phi_в = B_\delta b_\delta l_\delta$, который появится после сброса нагрузки ($I_я = 0$), если сохранить МДС возбуждения, соответствует МДС $F_в$ по той же характеристике. Уменьшение потока под действием поперечной МДС якоря $\Delta\Phi = \Phi_0 - \Phi$.

Пример 64-6. Определить МДС F_{qd}, компенсирующую размагничивающее действие поперечной МДС якоря, для машины, характеристика которой дана на рис. 64-22, если $B_{\delta cp} = B_\delta = 1$ Тл; $Ab_\delta = 12$ кА; $\Delta B_1 = 0{,}375$ Тл; $\Delta B_2 = 0{,}13$ Тл; $\Delta B_4 = 0{,}078$ Тл; $\Delta B_6 = 0{,}153$ Тл.

По (64-36) $\Delta B = (0{,}375 + 4 \cdot 0{,}13 - 4 \cdot 0{,}078 - 0{,}153)/12 = 0{,}03583$ Тл; МДС F_{qd} в первом приближении по (64-38) $F_{*qd0} = 2 \cdot 0{,}3583/(0{,}375 + 0{,}153) = 0{,}1357$; $F_{qd0} = F_{*qd0} \cdot 0{,}5 Ab_\delta = 0{,}1357 \cdot 0{,}5 \cdot 12 = 0{,}8142$ кА.

Во втором приближении по (64-43)

$$F_{*qd} = \frac{1}{2 \cdot 0{,}43371} - \sqrt{\frac{1}{(2 \cdot 0{,}43371)^2} - \frac{0{,}1357}{0{,}43371}} = 0{,}1447,$$

где

$$0{,}43371 = Q = \frac{6 \cdot 0{,}375 - 8 \cdot 0{,}13 + 8 \cdot 0{,}078 - 6 \cdot 0{,}153}{4\,(0{,}375 + 0{,}153)};$$

$$F_{qd} = F_{*qd} \cdot 0{,}5 Ab_\delta = 0{,}1447 \cdot 0{,}5 \cdot 12 = 0{,}8682 \text{ кА}.$$

г) Определение магнитного напряжения якоря при нагрузке. Результирующее действие всех МДС от тока якоря может быть эквивалентировано некоторой продольной МДС, называемой М Д С т о к а я к о р я:

$$F_{яd} = \pm F_п \pm F_d - F_{qd}, \qquad (64\text{-}45)$$

которая складывается из МДС по пп. «а» — «в»: МДС последовательной обмотки $F_п = w_п I_я$; продольной МДС якоря $F_d = cA$; продольной МДС F_{qd} по (64-38), (64-43), компенсирующей размагничивающее действие поперечной МДС якоря. Знаки «+» в формуле соответствуют намагничивающему действию, знаки «—» — размагничивающему действию [см. комментарии к (64-34), (64-35)].

Магнитный поток Ф или ЭДС E при заданных токах якоря $I_я$ и независимой обмотки возбуждения $I_в$ и угловой скорости Ω определяются с помощью характеристики намагничивания (см. рис. 64-21) или холостого хода (см. рис. 64-23) по результирующей продольной МДС F_0, найденной с учетом действия всех МДС от тока якоря,

$$F_0 = F_в + F_{яd}, \qquad (64\text{-}46)$$

где $F_{яd} > 0$, если ток якоря оказывает намагничивающее действие.

Затем с помощью уравнения напряжений

$$U = E - I_я R_я \qquad (64\text{-}47)$$

находится напряжение якоря U [$R_я$ — см. (64-29)] (в режиме генератора $I_я > 0$, в режиме двигателя $I_я < 0$).

Графическое определение напряжения U производится при помощи характеристики холостого хода, построенной для заданной угловой скорости Ω, и характеристического треугольника abc (см. рис. 64-23). Катеты треугольника рассчитываются по формулам: $bc = |F_{яd}|$; $ac = |I_я R_я|$. На рис. 64-23 построение выполнено для режима генератора при размагничивающем действии тока якоря, когда $F_{яd} = \pm F_п \pm F_d - F_{qd} < 0$. В случае намагничивающего действия тока якоря ($F_{яd} > 0$), которое может иметь место при согласном включении последовательной обмотки, вершина b треугольника должна располагаться правее вершины c. При определении напряжения точка b должна располагаться на характеристике холостого хода; катет ca должен лежать на линии $F_п = \text{const}$. Положение точки a определяет напряжение U якоря. Построение для режима двигателя аналогично, но точка a располагается выше точки c.

При численном определении напряжения, которое часто выполняется с помощью ЭВМ, характеристику холостого хода следует предварительно по (64-33) аппроксимировать параболой: $E = a_E F^2 + b_E F + c_E$. Тогда по (64-47) легко найти напряжение

$$U = a_E F_0^2 + b_E F_0 + c_E - I_я R_я.$$

Пример 64-7. Найти напряжение генератора, характеристика холостого хода которого аппроксимирована параболой $E = -1{,}54\ F^2 + 55\ F + 71{,}8$, при МДС возбуждения $F_п = 12$ кА, токе якоря $I_я = 1000$ А, МДС тока якоря $F_{яd} = -F_{qd} = -0{,}8$ кА, сопротивлении цепи якоря $R_я = 0{,}015$ Ом.

Результирующая продольная МДС по (64-46)

$$F_0 = 12 - 0{,}8 = 11{,}2 \text{ кА};$$

напряжение по (64-47)

$$U = -1{,}54 \cdot 11{,}2^2 + 55{,}8 \cdot 11{,}2 + 71{,}8 - 0{,}015 \cdot 1000 = 488{,}6 \text{ В}.$$

64-10. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В МАШИНЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Процесс преобразования энергии в машине постоянного тока происходит так же, как в обращенной синхронной машине. Его можно рассмотреть по аналогии с преобразованием энергии в синхронной машине с неподвижным якорем (см. § 56-1). В установившемся генераторном режиме механическая мощность

$$P_2 = M_2 \Omega, \qquad (64\text{-}48)$$

подведенная к валу машины, передается к активной зоне якоря через его механически напряженные вращающиеся элементы. Как показано в § 30-1, плотность потока механической мощности, передаваемой через эти элементы, измеряется соответствующей составляющей вектора Умова.

Часть мощности, подведенной к валу, расходуется на механические потери $P_т$, магнитные потери в зубцах и ярме якоря $P_м$ и добавочные потери $P_д$

$$P_{мех} = M\Omega = P_2 - P_т - P_м - P_д. \qquad (64\text{-}49)$$

Соответственно и механический вращающий момент, уравновешивающий электромагнитный момент M, действующий на якорь (см. § 64-6), уменьшается по сравнению с моментом $M_в$, приложенным к валу:

$$M = M_2 - (P_т + P_м + P_д)/\Omega. \qquad (64\text{-}50)$$

Перечисленные потери имеют в основном ту же природу, что и в синхронных машинах. Следует лишь заметить, что при расчете потерь $P_т$ нужно учитывать потери на трение щеток. Появление в (64-49), (64-50) основных магнитных потерь $P_м$ (в синхронной машине с неподвижным якорем эти потери входили в электромагнитную мощность) связано с тем, что в обращенном исполнении часть механической мощности, поступающей на якорь, преобразуется непосредственно в магнитные потери, выделяющиеся в виде тепла в зубцах и ярме магнитопровода якоря.

Основные магнитные потери $P_м$ рассчитываются в машинах постоянного тока не по основной гармонической магнитного поля, как в синхронных машинах, а по полному полю. К добавочным потерям $P_д$ относят: потери в наконечниках полюсов из-за пульсации поля, связанной с зубчатостью якоря; увеличение магнитных потерь при нагрузке из-за искажения поля, вызванного поперечной МДС якоря; потери в проводниках якоря от радиальных составляющих переменных магнитных полей; добавочные потери в коммутируемых секциях от вихревых токов, индуктированных изменяющимися полями рассеяния.

В активной зоне якоря (т. е. в области, занятой зубцами магнитопровода и проводниками обмотки якоря) механическая мощность $P_{мех}$ преобразуется в электромагнитную мощность, поступающую в активную зону якоря в виде потока вектора Пойнтинга, $P_{эм} = M\Omega$. С помощью (64-20) можно выразить электромагнитную мощность в виде произведения тока на ЭДС

$$P_{эм} = M\Omega = c_E I_я \Phi \Omega = E I_я. \qquad (64\text{-}51)$$

Электрическая мощность $P_я$, снимаемая со щеток якоря, меньше электромагнитной мощности на электрические потери $P_э$ в цепи якоря

$$P_я = P_{эм} - P_э, \qquad (64\text{-}52)$$

где $P_э = R_я I_я^2$; $R_я$ — см. § 64-7.

Выразив в (64-52) $P_{эм}$ и $P_э$ через E, $I_я$, $R_я$ [(см. (64-51)], а затем через U, $I_я$ и $R_я$ с помощью уравнения напряжений (64-47), представим электрическую мощность якоря как произведение тока на

напряжение якоря

$$P_я = (U + R_я I_я) I_я - R_я I_я^2 = U I_я. \qquad (64\text{-}53)$$

Учитывая, что в генераторе с электромагнитным возбуждением на питание обмотки независимого или параллельного возбуждения расходуется мощность $P_в = R_в I_в^2$, где $R_в$ — сопротивление цепи возбуждения с учетом регулировочного реостата, находим полезную электрическую мощность в генераторном режиме

$$P = P_я - P_в. \qquad (64\text{-}54)$$

В генераторе с параллельным возбуждением $P_в = U I_в$ ($R_в I_в = U$) и, следовательно,

$$P = U I_я - U I_в = U I, \qquad (64\text{-}55)$$

где $I = I_я - I_в$ — ток выводов машины.

В конечном счете полезная электрическая мощность P в режиме генератора меньше механической мощности P_2, подведенной к валу, на потери в машине ΣP

$$P = P_2 - \Sigma P, \qquad (64\text{-}56)$$

где $\Sigma P = P_т + P_м + P_д + P_э + P_в$.

В режиме двигателя, когда $U > E$, ток $I_я$ имеет обратное направление ($I_я < 0$). В связи с этим мощности P_2, $P_{мех}$, $P_{эм}$ и P и моменты M, M_2 получаются отрицательными, причем полезная механическая мощность $|P_2|$ в режиме двигателя меньше электрической мощности $|P|$, потребляемой из сети, на потери в машине ΣP

$$|P_2| = |P| - \Sigma P. \qquad (64\text{-}57)$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P/P_2 = 1 - \frac{\Sigma P}{P + \Sigma P}$$

в режиме генератора,

$$\eta = \frac{|P_2|}{|P|} = 1 - \frac{\Sigma P}{|P_2| + \Sigma P} \qquad (64\text{-}58)$$

в режиме двигателя.

Пример 64-8. Режим работы машины постоянного тока с параллельным возбуждением характеризуется следующими величинами: $E = 205$ В; $I_я = 72$ А; $I_в = 1{,}8$ А; $R_я = 0{,}208$ Ом; сумма потерь (без потерь в параллельной обмотке возбуждения и в цепи якоря) $P_т + P_м + P_д = 730$ Вт. Определить напряжение и КПД для режима двигателя и генератора.

В режиме двигателя по (64-47) $U = 205 - (-72) \cdot 0{,}208 = 220$ В; потери в параллельной обмотке возбуждения $P_в = U I_в = 220 \cdot 1{,}8 = 396$ Вт; потери в цепи якоря $P_э = 0{,}208 \cdot 72^2 = 1078$ Вт; по (64-56) $\Sigma P = 730 + 1078 + 396 = 2204$ Вт; мощность, потребляемая из сети, по (64-55) $|P| = 220\,(72 + 1{,}8) = 16\,236$ Вт; КПД по (64-58) $\eta = 1 - 2204/16\,236 = 0{,}8644$.

В режиме генератора по (64-47) $U = 205 - 72 \cdot 0{,}208 = 190$ В; $P_в = U I_в = 190 \cdot 1{,}8 = 342$ Вт; $\Sigma P = 730 + 1078 + 342 = 2150$ Вт; мощность, отдаваемая в сеть, по (64-55) $|P| = 190\,(72 - 1{,}8) = 13\,338$ Вт; КПД по (64-58) $\eta = 1 - 2150/(13\,338 + 2150) = 0{,}8613$.

64-11. КОММУТАЦИЯ ТОКА ЯКОРЯ

При вращении якоря и коллектора происходит непрерывное переключение секций обмотки из параллельной ветви с одним направлением тока в параллельную ветвь с другим направлением тока. При этом ток в переключаемой секции изменяет свое направление на обратное, а секция оказывается во время переключения замкнутой накоротко через коллекторные пластины и щетки.

Переходный процесс изменения тока в секциях при переключении их из одной параллельной ветви обмотки якоря в другую называется коммутацией тока якоря. На рис. 64-26 в стадии коммутации находится секция, показанная более толстыми линиями. При вращении в направлении, показанном стрелкой, секция из левой параллельной ветви, где ее ток $i = i_я$, переходит в правую параллельную ветвь, где ее ток $i = -i_я$ (за положительное направление тока в секции принято направление «к нам»). Коммутация тока в секции происходит весьма быстро. Период коммутации, т. е. время, в течение которого секция замкнута накоротко щеткой, зависит от ширины щетки $b_щ$ и от окружной скорости на контактной поверхности коллектора $v_к$: $T_к = b_щ/v_к$. Учитывая, что $v_к = R_к\Omega = Kb_к\Omega/2\pi$, где K — число коллекторных пластин; $b_к$ — ширина коллекторного деления, получаем:

$$T_к = \frac{2\pi}{K\Omega}\left(\frac{b_щ}{b_к}\right). \qquad (64\text{-}59)$$

При $b_щ > b_к$ в стадии коммутации одновременно находится несколько секций.

Пример 64-9. Найти период коммутации для машины со следующими данными: $n = 1500$ об/мин; $K = 93$; $b_щ/b_к = 2$.

Угловая скорость $\Omega = 2\pi n/60 = 2\pi \cdot 1500/60 = 157$ рад/с; $T_к = 2\pi \cdot 2/(93 \times 157) = 0{,}0008$ с.

В нагруженной машине в любое мгновение коммутируется несколько секций. В течение времени $T_к$ их коммутация заканчивается и в процесс коммутации вступают следующие секции. По отношению к неподвижному наблюдателю этот периодический процесс протекает с частотой $f_к = 1/T_к$, достигающей нескольких килогерц. Для защиты радиотехнических устройств от электромагнитных колебаний, возникающих при коммутации, применяются: экранирование сети постоянного тока, а также включение конденсаторов, выполняющих совместно с обмотками в цепи якоря роль LC-фильтров.

1) Изменение тока в коммутируемой секции. С целью упрощения анализа будем считать, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины $b_щ = b_к$, и примем следующие допущения: толщина изоляции между пластинами мала по сравнению с их шириной; удельное сопротивление переходного контакта между щеткой и коллектором не зависит от плотности тока ($\rho_щ = \text{const}$).

Рассмотрим контур, состоящий из следующих элементов: коммутируемой секции с током i; проводников с токами i_1 и i_2, которые соединяют секцию с коллекторными пластинами *1* и *2*, и щетки, которая прикасается к этим пластинам. Предположим, что после начала коммутации прошло время t и коллекторная пластина *2* перекрыта щеткой на ширине $b_2 = v_к t$, а пластина *1* — на ширине $b_1 = b_щ - b_2 = v_к T_к - v_к t = v_к (T_к - t)$.

Записав уравнение Кирхгофа для двух узлов, в которых выводы секции соединяются соответственно с левой и правой параллельными ветвями и с проводниками, идущими к коллекторным пластинам, получим уравнения, связывающие токи в элементах контура:

$$i_1 = i_я + i; \qquad i_2 = i_я - i. \qquad (64\text{-}60)$$

В дополнение к этим уравнениям составим уравнение Кирхгофа для напряжений контура

$$R_c i + i_1 (R_1 + R_к) - i_2 (R_2 + R_к) = \Sigma e, \qquad (64\text{-}61)$$

в котором R_c — сопротивление секции; $R_к$ — сопротивление проводника, соединяющего секцию с коллекторной пластиной; R_1, R_2 — переходные сопротив-

ления между щеткой и коллекторными пластинами *1* и *2*; Σe — сумма ЭДС, индуктированных в коммутируемой секции.

Переходные сопротивления R_1 и R_2 между щеткой и коллекторными пластинами при $\rho_{щ} = \text{const}$ обратно пропорциональны поверхности соприкосновения щетки с коллекторными пластинами S_1 и S_2:

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= R_{щ}S_{щ}/S_1 = R_{щ}T_к/(T_к - t); \\ R_2 &= R_{щ}S_{щ}/S_2 = R_{щ}T_к/t, \end{aligned}\right\} \qquad (64\text{-}62)$$

где $R_{щ} = \rho_{щ}/S_{щ}$ — сопротивление между щеткой и коллектором; $R_1 = \rho_{щ}/S_1$; $R_2 = \rho_{щ}/S_2$; $S_1 = l_{щ}b_1 = l_{щ}v_к(T_к - t)$; $S_2 = l_{щ}b_2 = l_{щ}v_к t$ — поверхности контакта щетки с коллекторными пластинами *1* и *2*.

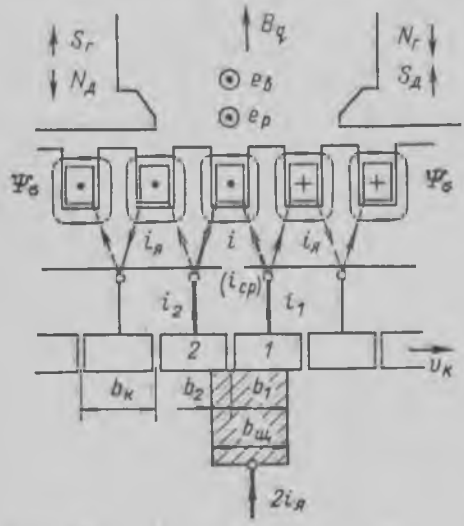


Рис. 64-26. Замедленная коммутация тока в машине без дополнительных полюсов.

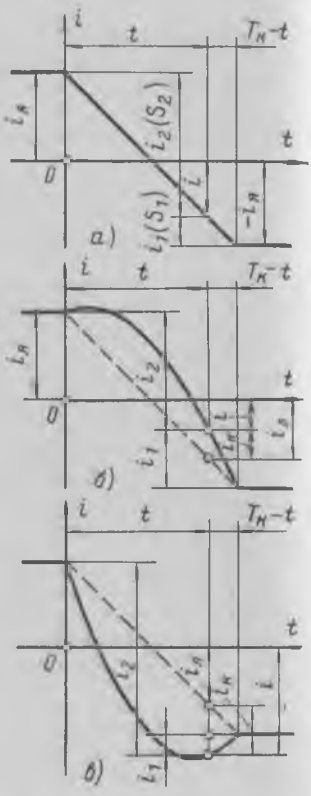


Рис. 64-27. Различные виды коммутации.

а — прямолинейная; *б* — замедленная; *в* — ускоренная.

При решении (64-60), (64-61) относительно тока секции i можно пренебречь сопротивлениями $R_с$ и $R_к$ (в силу их малости по сравнению с R_1 и R_2). Кроме того, будем считать ЭДС Σe в уравнении (64-61) постоянной величиной, равной средней ЭДС в течение периода коммутации. Тогда, учитывая (64-62), получаем:

$$i = i_я\left(1 - 2\frac{t}{T_к}\right) + \frac{\Sigma e}{R_{щ}}\left[\frac{t}{T_к} - \left(\frac{t}{T_к}\right)^2\right]. \qquad (64\text{-}63)$$

С помощью (64-63) можно выявить влияние различных факторов на изменение тока коммутируемой секции i.

а) Прямолинейная коммутация. Наблюдается при $\Sigma e = 0$, когда ток в коммутируемой секции изменяется линейно от $i = i_я$ при $t = 0$ до $i = -i_я$ при $t = T_к$ (рис. 64-27, *а*). При этом плотность тока под щеткой остается

во время коммутации постоянной и одинаковой для набегающей (2) и сбегающей (1) пластин

$$J_1 = \frac{i_1}{S_1} = \frac{2i_я}{S_щ} = \frac{i_2}{S_2} = J_2,$$

где $i_1 = 2i_я\,(1 - t/T_к)$ и $i_2 = 2i_я t/T_к$ — токи сбегающей и набегающей пластин по (64-60). Объясняется это тем, что токи i_1 и i_2 изменяются пропорционально сечениям S_1 и S_2.

б) Замедленная коммутация. Наблюдается при $\Sigma e > 0$, т. е. в случае, когда средняя ЭДС в коммутируемой секции образует дополнительный ток $i_к$, направленный в сторону тока $i_я$, который был в секции до начала коммутации. Ток $i_к$ добавляется к току прямолинейной коммутации $i_л$, найденному при $\Sigma e = 0$, и замедляет процесс изменения тока секции $i = i_л + i_к$ (рис. 64-27, *б*). Поскольку ток под сбегающим краем щетки $i_1 = i_я + i = i_я + i_л + i_к$ уменьшается медленнее, чем контактная поверхность S_1 (рис. 64-27, *а*), плотность тока под сбегающим краем

$$J_1 = \frac{i_1}{S_1} = \frac{i_я + i_л}{S_1} + \frac{i_к}{S_1} = \frac{2i_я}{S_щ} + \frac{i_к}{S_1}$$

превосходит плотность тока $2i_я/S_щ$, которая была бы при прямолинейной коммутации.

в) Ускоренная коммутация. Наблюдается при $\Sigma e < 0$, т. е. в случае, когда дополнительный ток $i_к$, образованный средней ЭДС, направлен в сторону тока $(-i_я)$, который устанавливается в секции после коммутации. Ток $i_к$ теперь вычитается из тока прямолинейной коммутации, найденного при $\Sigma e = 0$, и ускоряет процесс изменения тока секции $i = i_л - i_к$ (рис. 64-27, *в*). Поскольку ток под сбегающим краем щетки $i_1 = i_я + i = i_я + i_л - i_к$ уменьшается в этом случае быстрее, чем контактная поверхность S_1 (рис. 64-27, *а*), плотность тока под сбегающим краем

$$J_1 = \frac{i_1}{S_1} = (i_я + i_л)/S_1 - i_к/S_1 = 2i_я/S_щ - i_к/S_1$$

меньше плотности тока $2i_я/S_щ$, которая была бы при прямолинейной коммутации. Если $\Sigma e = -2i_я R_щ$, то плотность тока при завершении коммутации, пропорциональная $\left(\frac{di_1}{dt}\right)_{t=T_к}$, обращается в нуль. При $|\Sigma e| > 2i_я R_щ$ плотность тока под сбегающим краем становится даже отрицательной (этому условию соответствует кривая тока на рис. 64-27, *в*).

Ток в коммутируемой секции оказывает некоторое влияние на главное магнитное поле машины. Это влияние зависит от тока секции (64-63) и его направления, усредненного на периоде коммутации:

$$i_{ср} = \frac{1}{T_к}\int_0^{T_к} i\,dt = \frac{1}{T_к}\int_0^{T_к} i_к\,dt = \frac{2}{3}\,i_{к\,max},$$

где $i_{к\,max} = i_{к\,(t\,=\,0{,}5T_к)} = \Sigma e/\,(4R_щ)$ — максимальный дополнительный ток секции.

Ток $i_{ср}$ в коммутируемой секции образует продольную МДС

$$F_{dк} = i_{ср} w_с = w_с \Sigma e/(6R_щ).$$

При прямолинейной коммутации МДС коммутируемой секции равна нулю ($F_{dк} = 0$). При замедленной коммутации $\Sigma e > 0$ и ток $i_{ср} > 0$ направлен в коммутируемой секции, как показано на рис. 64-26. В режиме генератора МДС $F_{dк}$ ослабляет главное поле ($F_{dк} < 0$); в режиме двигателя — усиливает ($F_{dк} > 0$). При ускоренной коммутации $\Sigma e < 0$ и ток $i_{ср} < 0$ направлен в коммутируемой секции, как показано на рис. 64-28. В режиме генератора МДС $F_{dк}$ усиливает главное поле ($F_{dк} > 0$), в режиме двигателя — ослабляет ($F_{dк} < 0$).

2) Причины искрения щеток и способы его уменьшения. Коммутация тока может при неблагоприятных условиях сопровождаться искрением щеток, т. е. образованием дуг (искр) между щеткой и коллекторными пластинами. Согласно ГОСТ 183-74 искрение оценивается по специальной шкале. Различают пять степеней искрения: 1 — отсутствие искрения; $1^1/_4$ — слабое точечное искрение под небольшой частью щетки; $1^1/_2$ — слабое искрение под большей частью щетки; 2 — искрение под всем краем щетки; 3 — значительное искрение под всем краем щетки с крупными и вылетающими искрами.

Длительная работа машины допустима при искрении 1 и $1^1/_4$, которое не приводит к почернению коллектора и появлению нагара на щетках. При степени искрения $1^1/_2$ появляются следы почернения на коллекторе, которые легко устраняются протиранием бензином. Искрение степени 2 сопровождается появлением следов почернения на коллекторе, не устраняемых протиранием бензином, а также следов нагара на щетках. Искрение степени 3 приводит к значительному почернению коллектора, не устраняемому протиранием бензином, к подгару и разрушению щеток.

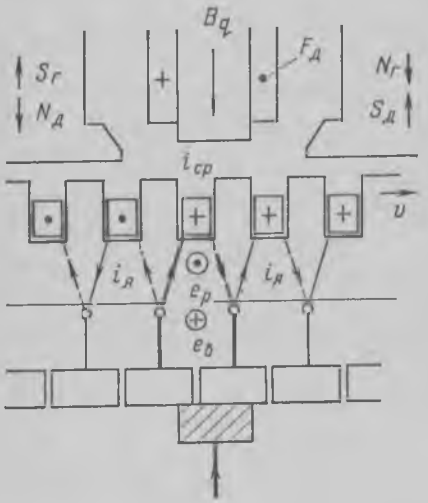


Рис. 64-28. Ускоренная коммутация тока в машине с дополнительными полюсами.

Значительное искрение вызывает быстрый износ щеток и коллектора. Поэтому искрение степени 2 допускается только при кратковременных толчках нагрузки, а искрение степени 3 вообще недопустимо.

Искрение щеток в машине постоянного тока может быть связано как с механическими, так с электромагнитными явлениями. Для устранения механического нарушения электрического контакта между щетками и коллектором, сопровождающегося искрением, большое значение имеют: правильность формы коллектора, механическая прочность щеток, условия их перемещения в щеткодержателях, давление щеток на коллектор, жесткость пружин, прижимающих щетку к коллектору.

Поверхность коллектора должна возможно ближе приближаться к цилиндрической и не изменять своей формы под действием центробежных сил и механических напряжений, связанных с изменениями температуры. Эллиптичность и эксцентриситет коллектора не должны превышать нескольких сотых долей миллиметра. Для исключения вибрации щеток и предотвращения отрыва их от коллектора давление щеток на коллектор должно соответствовать нормам. Превышение этих норм приводит к чрезмерно быстрому износу щеток и коллектора.

Не менее важное значение для работы щеточно-коллекторного контакта имеет среда, в которой он находится. При нормальном атмосферном давлении (высоте над уровнем моря до 1000 м и температуре среды до $\pm$ 40°С) на поверхности коллектора образуется прочная тонкая покровная пленка из окисей меди и графита, называемая п о л и т у р о й. Политура поглощает из атмосферы пары воды и кислорода, образуя своеобразную смазку. При недостаточной влажности среды (на высоте более 6000 м над уровнем моря) смазывающие свойства политуры резко ухудшаются; механические потери в скользящем контакте и температура коллектора возрастают в несколько раз. Это приводит к разрушению политуры, уменьшению $R_{щ}$ и в конечном счете к ухудшению коммутации (см. ниже).

Очень большое влияние на искрение оказывают электромагнитные явления, связанные с коммутацией тока якоря. Как мы видели, предпочтительной явля-

ется несколько ускоренная коммутация тока, при которой плотность тока под сбегающим краем щетки может быть сделана близкой к нулю, что предотвращает искрообразование. Однако если не принять специальных мер, $\Sigma e > 0$ и коммутация тока будет замедленной (см. п. 1, б), т. е. наименее благоприятной для предотвращения искрообразования. Действительно, обращаясь к рис. 64-26, на котором изображена машина без дополнительных полюсов в генераторном режиме, видим, что в секции в этом случае индуктируются только положительные ЭДС (т. е. ЭДС, направленные в сторону тока, который был в секции до начала коммутации).

Во-первых, в секции индуктируется ЭДС самоиндукции $e_L = -d\Psi_\sigma/dt$, связанная с изменением потокосцепления рассеяния секции. Поскольку во время коммутации положительное потокосцепление сменяется отрицательным (см. рис. 64-26), приращение $d\Psi_\sigma < 0$ и $e_L > 0$. Среднее за период коммутации значение этой ЭДС называется реактивной ЭДС секции

$$e_p = \frac{1}{T_к}\int_0^{T_к} e_L\,dt = -L_\sigma\left(\frac{di}{dt}\right)_{ср} = L_\sigma\frac{2i_я}{T_к} > 0, \qquad (64\text{-}64)$$

где $L_\sigma = \Psi_\sigma/i_я$ — индуктивность рассеяния секции [1].

Реактивная ЭДС секции, как показано на рис. 64-26, направлена «к нам».

Во-вторых, в секции наводится ЭДС вращения

$$e_в = 2B_q l_\delta w_c v, \qquad (64\text{-}65)$$

где B_q — среднее значение индукции в зоне расположения проводников коммутируемой секции;

w_c — число витков в секции;

v — окружная скорость якоря.

При щетках, установленных на нейтрали, индукция B_q создается поперечной МДС якоря $F_{q\,max} = A\tau/2$

$$B_q = \frac{\mu_0 F_{q\,max}}{\delta}\sqrt{\frac{c_q}{c_q+1}},$$

где

$$c_q = \left(\frac{2\delta}{\tau - b_p}\right)^2.$$

Используя правило правой руки, легко убедиться, что $e_в > 0$. Таким образом, в машине без дополнительных полюсов коммутация всегда будет замедленной (это относится и к режиму двигателя, которому соответствует изменение полярности главных полюсов рис. 64-26 на обратное).

Для создания ускоренной коммутации изменяют знак ЭДС вращения $e_в$ за счет изменения направления поперечного поля в зоне коммутируемой секции. Этот эффект наилучшим образом достигается установкой в промежутках между главными полюсами дополнительных полюсов (рис. 64-28). Эти полюсы были предложены в 1884 г. К. Менгесом, и в настоящее время ими снабжаются все машины постоянного тока, мощность которых превышает 1—2 кВт.

Поскольку ЭДС вращения $e_в$ (64-65) должна компенсировать реактивную ЭДС (64-64), пропорциональную току якоря $i_я$, обмотка дополнительных полюсов соединяется последовательно с обмоткой якоря и питается током $i_я$. Магнитодвижущая сила обмотки дополнительного полюса $F_д$ должна быть такова, чтобы она не только компенсировала поперечную МДС якоря $F_{q\,max}$, но и имела неко-

---

[1] Если $b_щ > b_к$ и коммутацию проходят одновременно несколько секций, реактивная ЭДС секции должна быть найдена с учетом взаимной индукции с соседними коммутируемыми секциями.

торый избыток, необходимый для создания поперечного поля противоположного направления:

$$F_д = F_{q\,max} + \beta_д B_q \delta_д k_{\delta д}/\mu_0,$$

где $\delta_д$ — зазор под дополнительным полюсом;

$\beta_д = 1{,}2$ — коэффициент, учитывающий падение магнитного напряжения в ферромагнитных участках магнитной цепи дополнительных полюсов;

$k_{\delta д}$ — коэффициент зазора под дополнительным полюсом [1].

Такая МДС образуется при числе витков в обмотке дополнительного полюса $w_д = F_д/i_я$.

Для некоторого ускорения коммутации берут ЭДС вращения $|e_в|$ на 15% большей, чем реактивная ЭДС $e_р$ (при этом $\Sigma e = e_р - e_в = e_р - 1{,}15e_р = -0{,}15e_р < 0$). Исходя из условия $|e_в| = 1{,}15e_р$ с учетом (64-64), (64-65), найдем, что такая ЭДС $|e_в|$ наводится при индукции в зазоре под дополнительным полюсом

$$B_q = \frac{1{,}15 L_\sigma i_я}{T_к l_\delta w_c v}.$$

При изменении нагрузки ускоренная коммутация будет поддерживаться автоматически, если $e_в$ и $e_р$ изменяются пропорционально току якоря. Для этого нужно, чтобы магнитная цепь дополнительных полюсов была ненасыщенной как в зоне сердечников этих полюсов, так и на участках, общих с главной магнитной цепью. При резком изменении нагрузки компенсация нарушается из-за появления вихревых токов в массивных частях, которые препятствуют пропорциональному изменению потока дополнительных полюсов вслед за изменением тока якоря. Поэтому в машинах, предназначенных для резкопеременной нагрузки, сердечники дополнительных полюсов, а иногда и станину выполняют шихтованными. Следует также помнить, что с помощью дополнительных полюсов реактивная ЭДС компенсируется только в среднем за период коммутации; в отдельные мгновения компенсация нарушается и, если реактивная ЭДС слишком велика, дополнительные полюсы не позволяют избавиться от искрения. Поэтому при проектировании машины стремятся так выбрать ее размеры, чтобы реактивная ЭДС по (64-64) была не более 3,5 В.

3) Возможность появления «кругового огня» на коллекторе. Компенсационная обмотка. При слишком большом напряжении между соседними коллекторными пластинами между ними может возникнуть дуга, которая в дальнейшем распространяется на всю поверхность коллектора. Этот аварийный процесс, называемый «круговым огнем» на коллекторе, приводит к тяжелым повреждениям коллектора и щеткодержателей и выходу машины из строя.

Как показали исследования, «круговой огонь» может появиться при максимальном напряжении между коллекторными пластинами $u_{к\,max}$, превышающем 30—35 В. Напряжение между коллекторными пластинами совпадает с напряжением секции, которая к ним присоединена. Последнее мало отличается от ЭДС секции и пропорционально индукции в зоне расположения сторон секции. Поэтому распределение напряжения между коллекторными пластинами подобно распределению индукции в зазоре на полюсном делении $u_к \sim B$. Среднее напряжение между коллекторными пластинами $u_{к.\,ср} = 2pU/K$ пропорционально средней индукции в зазоре $B_{\delta ср}$; максимальное напряжение $u_{к\,max}$ пропорционально максимальной индукции в зазоре $B_{\delta\,max}$. Соотношение между ними совпадает с соотношением индукций $u_{к\,max} = u_{к.\,ср}\,c_{max} = (2pU/K)c_{max}$, где $c_{max} = B_{\delta\,max}/B_{\delta ср}$.

При холостом ходе коэффициент $c_{max} \approx 1/0{,}7 = 1{,}42$; при нагрузке из-за влияния поперечной реакции якоря (см. § 64-9, рис. 64-22) максимальная индукция превосходит среднюю в 1,2—1,3 раза и коэффициент $c_{max} = (1{,}2—1{,}3)/0{,}7 = 1{,}7 — 1{,}85$.

---

[1] В машине с компенсационной обмоткой МДС дополнительных полюсов может быть уменьшена на МДС $Ab_p/2$, создаваемую компенсационной обмоткой,

Существенного уменьшения $u_{k\,max}$ при нагрузке можно добиться, компенсируя поперечную МДС якоря. Это может быть сделано с помощью особой обмотки, называемой компенсационной. Проводники компенсационной обмотки располагаются в пазах наконечников главных полюсов и включаются последовательно с обмоткой якоря таким образом, чтобы МДС обмоток были направлены встречно (рис. 64-29). При линейной нагрузке компенсационной обмотки $A_к$, равной линейной нагрузке якоря A, поперечная МДС якоря Ax на любом расстоянии от оси полюса ($x < 0{,}5b_p$) компенсируется МДС компенсационной обмотки $A_k x$.

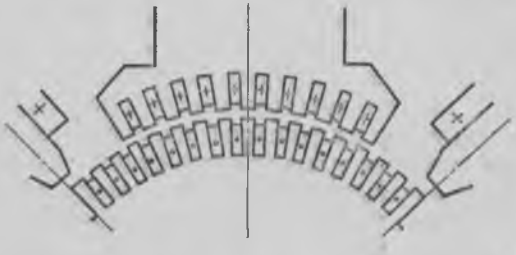


Рис. 64-29. Разрез машины с компенсационной обмоткой.

Компенсация автоматически поддерживается при всех нагрузках и поле под полюсным наконечником остается таким же, как при холостом ходе. Это не только уменьшает максимальное напряжение между коллекторными пластинами, но и устраняет размагничивающее действие поперечной реакции якоря ($F_{qd} = 0$). Из-за заметного усложнения конструкции компенсационная обмотка применяется только в машинах большой мощности, когда это экономически целесообразно.

64-12. ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Свойства генераторов постоянного тока зависят от схемы включения обмоток возбуждения. На рис. 64-30 показаны схемы генераторов с электромагнитным возбуждением. В генераторе

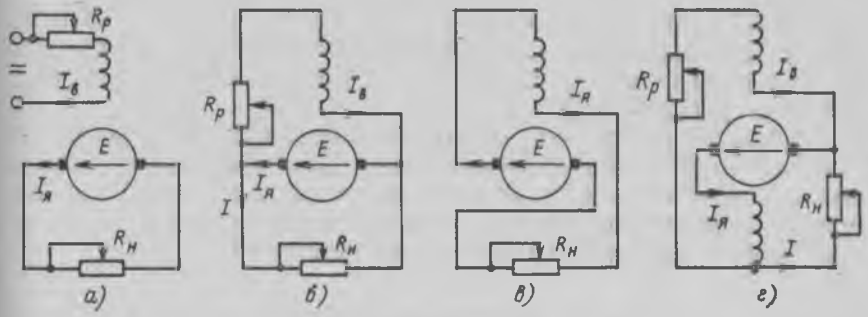


Рис. 64-30. Схемы генераторов с электромагнитным возбуждением.
$R_н$ — сопротивление нагрузки; $R_р$ — сопротивление регулировочного реостата.

с независимым возбуждением (рис. 64-30, *а*) обмотка возбуждения получает питание от постороннего источника постоянного тока. В генераторе с параллельным возбуждением (рис. 64-30, *б*) обмотка возбуждения включается на зажимы якоря. В генераторе с последовательным возбуждением (рис. 64-30, *в*) обмотка возбуждения включается

последовательно с якорем. Генераторы со смешанным возбуждением наиболее часто имеют две обмотки возбуждения: параллельную и последовательную (рис. 64-30, *г*). Генераторы-возбудители со смешанным возбуждением, используемые для питания обмоток роторов крупных синхронных машин, с целью расширения пределов регулирования напряжения снабжают тремя обмотками: независимой, параллельной и последовательной. На рис. 64-30 не показаны обмотки дополнительных полюсов и компенсационные обмотки.

Свойства ненагруженного генератора постоянного тока ($I = 0$) описываются характеристикой холостого хода (§ 64-8). О свойствах генераторов при нагрузке судят с помощью характеристик, устанавливающих зависимости между основными величинами в его электрических цепях (напряжением U, током нагрузки I и током возбуждения $I_в$). К числу этих характеристик относятся: внешняя характеристика, регулировочная характеристика, нагрузочная характеристика, характеристика короткого замыкания.

Для построения характеристик нужно обратиться к § 64-9, причем для нормальных машин постоянного тока с дополнительными полюсами и щетками, установленными на геометрической нейтрали, пренебрегая влиянием МДС коммутируемых секций (см. § 64-11), можно считать МДС тока якоря и ток возбуждения, эквивалентный этой МДС, приблизительно пропорциональным току якоря и рассчитывать их (64-45) по формулам:

$$F_{ad} = \pm F_п - F_{qd} = F_{adм}(I_я/I_{ян}) \text{ и } F_{ad}/w_в = (F_{adн}/w_в)(I_я/I_{ян}), \quad (64\text{-}66)$$

в которых $F_{adн} = \pm F_{пн} - F_{qdн}$ — МДС тока якоря в номинальном режиме, когда $I = I_н$, $\Phi = \Phi_н$.

При больших отклонениях потока Φ от номинального $\Phi_н$ расчет по (64-66) дает заметную погрешность. Если требуется большая точность, то F_{qd} необходимо определять по § 64-9 для каждого значения потока и тока (в случае необходимости методом последовательных приближений).

Расчет характеристик генераторов постоянного тока удобно производить с помощью малых ЭВМ. Для увеличения точности расчетов при большом интервале изменения напряжений характеристику холостого хода следует разбить на два-три участка и каждый участок аппроксимировать своей параболой.

а) Генератор с независимым или с независимо-последовательным возбуждением

Ток возбуждения и напряжение генератора этого типа можно изменять с помощью регулировочного реостата в широких пределах (рис. 64-30, *а*). Поэтому они применяются в тех случаях, когда требуется плавное регулирование напряжения от 0 до $U_н$.

1) Внешняя характеристика генератора $U = f(I)$ при $R_{в0} = R_ш + R_р = \text{const}$ или $I_в = \text{const}$ строится графически (рис. 64-31) с помощью характеристики холостого хода и характеристического

треугольника (по § 64-9). Характеристика холостого хода представляется в виде зависимости от тока возбуждения. Катет bc характеристического треугольника также вычисляется по (64-66) в виде тока возбуждения $bc = F_{яd}/w_в$, эквивалентного МДС якоря. Для построения характеристики задаются рядом токов якоря $I = I_я$. При каждом из выбранных токов треугольник размещают таким образом, чтобы его вершина b лежала на характеристике холостого хода, а вершина c — на линии $I_в = \text{const}$. При этом расстояние от точки a до оси абсцисс равняется напряжению U.

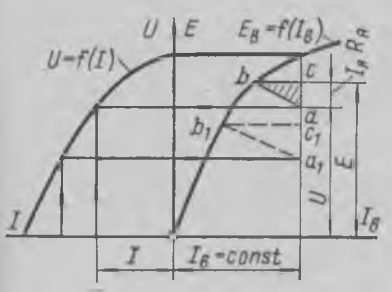


Рис. 64-31. Построение внешней характеристики генератора с независимым возбуждением.

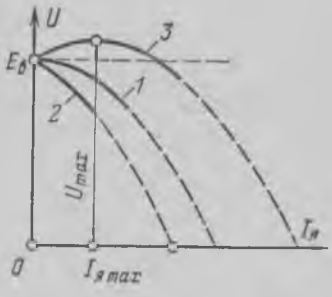


Рис. 64-32. Внешние характеристики генератора с независимо-последовательным возбуждением.

Построение на рис. 64-31 произведено для случая размагничивающего влияния МДС тока якоря, когда $F_{яd} < 0$ и точка b располагается левее точки c. В генераторе со смешанным согласным независимо-последовательным возбуждением в случае, когда МДС последовательной обмотки $F_п$ превосходит $|F_{qd}|$ и $F_{яd} = F_п - F_{qd} > 0$, построение производится аналогично, но точка b располагается правее точки c.

Для аналитического представления внешней характеристики нужно предварительно по (64-33) аппроксимировать характеристику холостого хода на необходимом интервале параболой:

$$E = a_E I_{в0}^2 + b_E I_{в0} + c_E. \qquad (64\text{-}67)$$

Затем выразить результирующий ток возбуждения в функции тока $I_я$:

$$I_{в0} = I_в + F_{яd}/w_в = I_в + c_я I_я,$$

где $c_я = F_{яdн}/(w_в I_{я.н})$, и с помощью аппроксимации и (64-47) записать уравнение внешней характеристики

$$U = a_U I_я^2 + b_U I_я + c_U, \qquad (64\text{-}68)$$

где

$$a_U = a_E c_я^2; \quad b_U = c_я(2I_в a_E + b_E) - R_я; \quad c_U = E_в = a_E I_в^2 + b_E I_в + c_E.$$

Поскольку a_U, так же как a_E, всегда отрицательно, внешняя характеристика рассматриваемого генератора имеет вид параболы с вершиной, обращенной вверх. При $I_я = 0$ напряжение $U = c_U = E_в$. Характер изменения напряжения с ростом нагрузки (тока $I_я$) зависит от знака коэффициента b_U. При $b_U = 0$

производная

$$\left(\frac{dU}{dI_я}\right)_{I_я=0}=(2a_U I_я+b_U)_{I_я=0}=b_U=0$$

и напряжение падает по кривой *1* рис. 64-32; $b_U=0$ наблюдается в генераторе смешанного возбуждения, когда

$$c_я=\frac{R_я}{2I_в a_E+b_E}.$$

При $b_U<0$ напряжение с увеличением нагрузки падает более резко, чем при $b_U=0$ (кривая 2); такие b_U имеют место в генераторе со смешанным согласным или независимым возбуждением, когда $c_я<\{R_я/(2I_в a_E+b_E)\}$. Наконец, при $b_U>0$ напряжение с увеличением нагрузки сначала возрастает, достигает при $I_{я\,max}=-b_U/(2a_U)$ максимального значения U_{max}, а затем начинает снижаться (кривая *3*); такие b_U получаются в генераторе со смешанным согласным возбуждением, когда $c_я>|R_я/(2I_в a_E+b_E)|$. Заметим, что $2I_в a_E+b_E$ представляет собой угол наклона характеристики холостого хода $dE/dI_в$ при заданном токе $I_в$. Положив в (64-67) $U=0$, найдем ток якоря, при котором внешние характеристики пересекаются с осью абсцисс:

$$I_{я\,(U=0)}=\left(-b_U+\sqrt{b_U^2-4a_U c_U}\right)/(2a_U). \qquad (64\text{-}69)$$

2) Построение регулировочной характеристики $I_в=f(I_я)$ при некотором $U=\text{const}$ показано на рис. 64-33. Здесь также задаются несколькими токами якоря $I=I_я$ и при каждом из выбранных токов размещают характеристический треугольник таким образом, чтобы точки a, a_1 лежали на линии $U=\text{const}$, а точки bb_1 на характеристике холостого хода. Тогда расстояние от точки a до оси ординат равняется требуемому току возбуждения. Рисунок 64-33 соответствует случаю, когда $F_{яd}<0$. В случае $F_{яd}>0$ точка b располагается правее точки c.

Для аналитического представления регулировочной характеристики при $U=\text{const}$ можно использовать ту же аппроксимацию (64-67). Сначала, задавшись током $I_я$, определим ЭДС $E=U+R_я I_я$; затем с помощью (64-67) найдем результирующий ток возбуждения $I_{в0}$, соответствующий этой ЭДС,

$$I_{в0}=\frac{-b_E+\sqrt{b_E^2-4a_E(c_E-E)}}{2a_E}$$

и ток возбуждения $I_в=I_{в0}-c_я I_я$, при котором напряжение $U=\text{const}$,

$$I_в=\left[-b_E+\sqrt{b_E^2-4a_E(c_E-U-R_я I_я)}\right]/(2a_E)-c_я I_я. \qquad (64\text{-}70)$$

Полученная зависимость $I_в=f(I_я)$ является аналитическим выражением регулировочной характеристики. Вид характеристики зависит от проявления влияния МДС якоря и падения напряжения в цепи якоря. При $I_я=0$ все характеристики проходят через точку

$$I_{вх}=-b_E+\sqrt{b_E^2-4a_E(c_E-U)}$$

на оси ординат.

Из этой точки характеристики выходят под углом к оси абсцисс

$$\left(\frac{dI_в}{dI_я}\right)_{I_я=0}=c_{я.\,0}-c_{я},$$

где

$$c_{я.\,0} = \frac{R_я}{\sqrt{b_E^2 - 4a_E(c_E - U)}} > 0.$$

Если $c_я = c_{я.\,0}$, угол равен нулю и ток возбуждения при увеличении $I_я$ незначительно возрастает (кривая *1* на рис. 64-34). Если $c_я < c_{я.\,0}$, что наблюдается при независимом возбуждении или при согласном возбуждении в случае слабой последовательной обмотки, угол положителен и ток возбуждения при увеличении $I_я$ возрастает более резко (кривая *2*). Если $c_я > c_{я.\,0}$, что наблюдается при согласном возбуждении в случае сильной последовательной обмотки, угол отрицателен и ток возбуждения при увеличении $I_я$ сначала несколько уменьшается, достигает при токе

$$I_{я\,min} = \frac{R_я^2 - c_я^2\left[b_E^2 - 4a_E(c_E - U)\right]}{4a_E R_я c_я^2}$$

минимального значения $I_{в\,min}$, а затем начинает возрастать (кривая *3*).

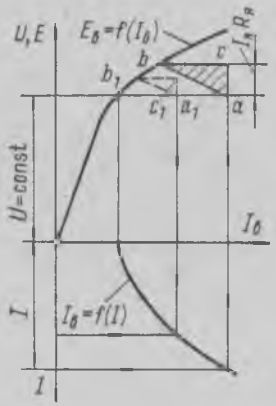


Рис. 64-33. Построение регулировочной характеристики генератора с независимым возбуждением.

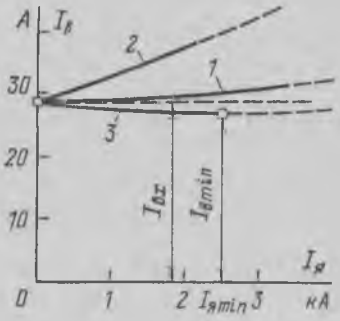


Рис. 64-34. Регулировочные характеристики генератора с независимо-последовательным возбуждением.

Пример 64-10. Для генератора с независимым возбуждением, характеристика холостого хода которого аппроксимирована параболой $E = a_E I_в^2 + b_E I_в + c_E$ ($a_E = -0{,}2464$ В·А$^{-2}$; $b_E = 22$ Ом; $c_E = 71{,}8$ В), имеющего $I_{я.н} = 1000$ А; $w_в = 400$; $R_я = 0{,}015$ Ом; $F_{qdн} = 800$ А, построить регулировочную характеристику при $U = 500$ В, а также его регулировочные характеристики, если он будет оснащен последовательной обмоткой, обеспечивающей $c_{я\,0}$ и $c_я = 0{,}003$.

При независимом возбуждении генератор имеет:

$$c_я = +\frac{F_{adн}}{w_в I_{я.н}} = -\frac{800}{400 \cdot 1000} = -0{,}002,$$

где $F_{adн} = -F_{qd} = -800$ А. Характеристика при $c_я = -0{,}002$, рассчитанная по (64-70), представлена кривой *2* на рис. 64-34. Характерное значение

$$c_{я.\,0} = \frac{0{,}015}{\sqrt{22^2 - 4(-0{,}2464)(71{,}8 - 500)}} = 0{,}001905.$$

Характеристика при $c_{я.\,0}$ представлена кривой *1*, характеристика при $c_я = 0{,}003$ — кривой *3*.

3) Графическое построение нагрузочной характеристики $U = f(I_в)$ производится (рис. 64-35) при заданном постоянном значении тока якоря генератора $I_я = \text{const}$. Этому току при номинальном напряжении соответствует определенный характеристический треугольник *abc*. В первом приближении считают, что размеры треугольника при изменении тока возбуждения сохраняются. Тогда, перемещая треугольник таким образом, чтобы точки *b* лежали на характеристике холостого хода, можно найти требуемую зависимость (расстояние от *a* до оси абсцисс равно U; расстояние от *a* до оси ординат — току возбуждения $I_в$).

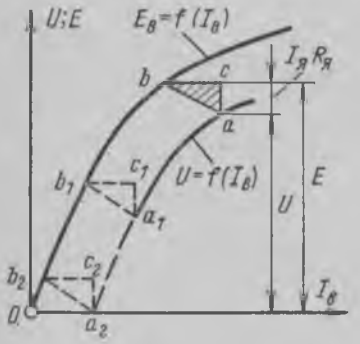


Рис. 64-35. Нагрузочная характеристика.

С помощью (64-67) нагрузочную характеристику легко выразить аналитически

$$U = a_I I_в^2 + b_I I_в + c_I,$$

где

$$a_I = a_E; \quad b_I = b_E + 2a_E c_я I_я;$$
$$c_I = c_E - R_я I_я + b_E c_я I_я + a_E c_я^2 I_я^2.$$

4) Ток в обмотке якоря генератора при коротком замыкании в первом приближении вычисляется по (64-69). При возбуждении, соответствующем номинальному напряжению при нагрузке, ток короткого замыкания может в десятки раз превосходить номинальный. Особенно велик этот ток в генераторах с согласным независимо-параллельным возбуждением.

б) Генератор с параллельным или с параллельно-последовательным возбуждением

Генераторы этого типа (см. рис. 64-30, *б* и *г*) не нуждаются в постороннем источнике постоянного тока для питания обмотки возбуждения и работают с самовозбуждением. Этим объясняется их относительно широкое распространение. Номинальный ток в параллельной обмотке генератора весьма мал по сравнению с номинальным током в обмотке якоря [$I_{в,н} = (0{,}01—0{,}05)\, I_{я,н}$]. При анализе характеристик генератора считают ток нагрузки $I = I_я - I_в \approx I_я$ совпадающим с током якоря.

1) Условия самовозбуждения. Рассмотрим сначала условия самовозбуждения при холостом ходе, когда цепь якоря разомкнута ($R_н = \infty$). Предположим, что генератор вращается с угловой скоростью Ω. Его характеристика холостого хода при этой скорости представлена на рис. 64-36. На этом же рисунке в виде прямых *1—4* показано падение напряжения в цепи параллельной обмотки возбуждения $U_в = R_{в0} I_в$ при нескольких значениях сопротивления $R_{в0} = R_р + R_в$ цепи возбуждения. Поскольку обмотка возбуждения (см. рис. 64-30, *б*) включена на выводы обмотки якоря, $E = U_в = R_{в0} I_в$ и напряжение в установившемся режиме определяется точкой пересечения прямой $U_в = R_{в0} I_в$ с характеристикой холостого хода. С уменьшением сопротивления $R_{в0}$ напряжение $U = E = U_в$ возрастает ($R_{в01} < R_{в02}$).

Сопротивление $R_{\text{в}0\text{з}}=\left(\frac{dE}{dI_{\text{в}}}\right)_{I_{\text{в}}=0}$ является наибольшим сопротивлением, при котором еще происходит самовозбуждение генератора.

При

$$R_{\text{в}0}\leqslant\left(\frac{dE}{dI_{\text{в}}}\right)_{I_{\text{в}}=0} \tag{64-71}$$

генератор самовозбуждается; при

$$R_{\text{в}0}>\left(\frac{dE}{dI_{\text{в}}}\right)_{I_{\text{в}}=0}$$

генератор не самовозбуждается и напряжение на его выводах остается близким к остаточному напряжению.

Для самовозбуждения при $R_{\text{р}0}<R_{\text{в}0\text{з}}$ нужно, чтобы генератор обладал остаточной намагниченностью, которой соответствует остаточная ЭДС $E_{\text{ост}}$. Кроме того, необходимо так включить обмотку возбуждения, чтобы ток, появившийся в ней под действием $E_{\text{ост}}$, усиливал остаточное магнитное поле. При соблюдении этих условий под действием ЭДС $E_{\text{ост}}$ в обмотке возбуждения появляется ток, нарастание которого до установившегося значения описывается нелинейным дифференциальным уравнением

$$E-R_{\text{в}0}I_{\text{в}}=L_{\text{в}}\frac{dI_{\text{в}}}{dt}, \tag{64-72}$$

где $E=f(I_{\text{в}})$ — текущее значение ЭДС якоря при токе $I_{\text{в}}$;

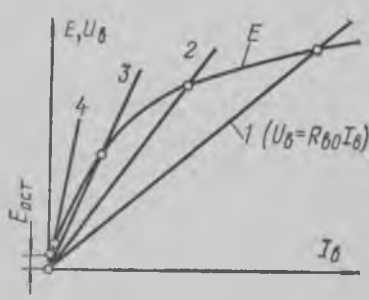


Рис. 64-36. Условия самовозбуждения генератора с параллельным возбуждением.

$$L_{\text{в}}=L_{\text{в}\sigma}+\frac{d\Psi}{dI_{\text{в}}}=2p\omega_{\text{в}}k_{\text{в}\sigma}\frac{d\Phi}{dI_{\text{в}}}=$$

$$=\frac{2p\omega_{\text{в}}k_{\text{в}\sigma}}{c_0\Omega}\frac{dE}{dI_{\text{в}}}-$$

динамическая индуктивность обмотки возбуждения; $k_{\text{в}\sigma}$ — средний коэффициент рассеяния.

Процесс самовозбуждения возможен при $E=f(I_{\text{в}})>R_{\text{в}0}I_{\text{в}}$; в этом случае $dI_{\text{в}}/dt>0$ и нарастание тока происходит до тех пор, пока (в точке пересечения прямой $U_{\text{в}}=I_{\text{в}}R_{\text{в}0}$ и характеристики холостого хода) $dI_{\text{в}}/dt$ не делается равным нулю. Для выявления условий самовозбуждения генератора, нагруженного на сопротивление $R_{\text{н}}=\text{const}$ (см. рис. 64-30, *г*), запишем уравнения напряжений его электрических контуров: $U=E-R_{\text{я}}I_{\text{я}}$; $U=R_{\text{в}0}I_{\text{в}}$; $U=R_{\text{н}}I_{\text{я}}$ и аппроксимируем характеристику холостого хода параболой, которая проходит через точку $I_{\text{в}}=0$, $E=E_{\text{ост}}=c_E$, $E=a_EI_{\text{в}0}^2+b_EI_{\text{в}0}+c_E$. Имея в виду, что $I_{\text{в}0}=I_{\text{в}}+c_{\text{я}}I_{\text{я}}$, и представляя $I_{\text{в}0}$ в функции напряжения $I_{\text{в}0}=k_UU$, где $k_U=1/R_{\text{в}0}+c_{\text{я}}/R_{\text{н}}$, получаем следующее квадратное уравнение для напряжения:

$$a_{\text{п}}U^2+b_{\text{п}}U+c_E=0,$$

в котором $a_{\text{п}}=a_Ek_U^2$; $b_{\text{п}}=s_Ek_U-R_{\text{я}}/R_{\text{н}}-1$.

Таким образом, напряжение на выводах генератора после закончившегося самовозбуждения

$$U=\frac{-b_{\text{п}}\pm\sqrt{b_{\text{п}}^2-4a_{\text{п}}c_E}}{2a_{\text{п}}}.$$

Полагая для упрощения $c_E = E_{ост} = 0$, находим следующие два корня уравнения:

$$U = 0 \quad \text{и} \quad U = -b_п/a_п.$$

Для самовозбуждения или, иными словами, появления положительного напряжения $U > 0$ при $a_п < 0$ необходимо выполнение условия

$$b_п = b_E k_U - R_я/R_н - 1 \geqslant 0$$

или

$$b_E R_п/(R_я + R_н - b_E c_я) \geqslant R_{вп}. \qquad (64\text{-}73)$$

Это условие означает, что тангенс угла наклона характеристики $U = f(I_п)$ при $R_н = \text{const}$ и $I_в = 0$ должен быть больше тангенса угла наклона напряжения на обмотке возбуждения | не трудно проверить, что левая часть неравенства равна $\left(\frac{dU}{dI_п}\right)_{I_п = 0}$ при $R_н = \text{const}$ |.

В частном случае при $R_н = \infty$, $I_я = 0$ это условие (64-73) превращается в условие (64-71), найденное для холостого хода:

$$b_E = \left(\frac{dE}{dI_в}\right)_{I_в = 0} \geqslant R_{во}.$$

Для генератора с последовательным возбуждением, когда $R_{то} = \infty$, $I_в = 0$, условие (64-73) приобретает вид: $b_E c_я - R_я \geqslant R_н$, где $b_E c_я - R_я = \left(\frac{dU}{dI_я}\right)_{I_я = 0}$ — тангенс угла наклона характеристики $U = f(I_я)$; $R_н$ — тангенс угла наклона напряжения на нагрузке $U_н = R_н I_я$.

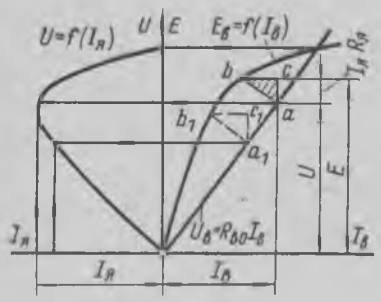


Рис. 64-37. Построение внешней характеристики при $c_я < 0$.

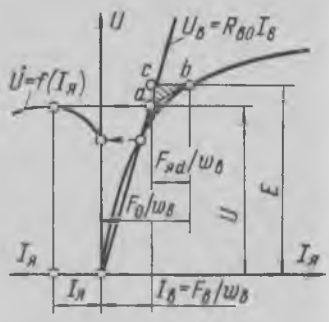


Рис. 64-38. Построение внешней характеристики при $c_я > 0$.

2) Внешние характеристики генератора с параллельно-последовательным возбуждением. Графическое построение внешней характеристики $U = f(I_н)$ при $R_{то} = \text{const}$ показано на рис. 64-37. Характеристика холостого хода построена при заданной угловой скорости $\Omega = \text{const}$. Напряжение на обмотке возбуждения изображается линией $U_в = R_{во} I_в$. Задаваясь несколькими токами и изменяя пропорционально им размеры характеристического треугольника abc ($a_1 b_1 c_1$), размещают треугольник таким образом, чтобы точка a лежала на линии $U_в$, а точка b — на характеристике холостого хода. Тогда расстояние от точки a до оси абсцисс соответствует U.

Построение на рис. 64-37 произведено для случая $F_{ad} < 0$, $c_я < 0$. Аналогичное построение для генератора с согласным параллельно-последовательным возбуждением при $c_я > 0$ приведено на рис. 64-38.

Используя параболическую аппроксимацию, легко получить уравнение внешней характеристики. Для этого нужно записать уравнение напряжения

$$U = a_E (I_в + c_я I_я)^2 + b_E (I_в + c_я I_я) + c_E - R_я I_я,$$

выразить в нем ток возбуждения через напряжение

$$I_в = U/R_{в0} = UY_в$$

и решить полученное квадратное уравнение относительно напряжения

$$U = \frac{R_{в0}^2}{2a_E}[-(b_E Y_в - 1) - 2a_E c_я Y_в I_я \pm$$

$$\pm \sqrt{(b_E Y_в - 1)^2 + 4a_E Y_в (Y_в R_я - c_я) I_я}. \qquad (64\text{-}74)$$

При холостом ходе, т. е. при $I_я = 0$, получим напряжение, которое зависит только от формы характеристики холостого хода (a_E, b_E) и сопротивления $R_{в0}$:

$$U_0 = -\frac{R_{в0}(b_E - R_в)}{a_E}. \qquad (64\text{-}75)$$

Форма самой внешней характеристики зависит от сопротивления цепи якоря $R_я$ и коэффициента $c_я$. При $c_я < R_я/b_E$ характеристика получается такой, как на рис. 64-37; при $c_я > R_я/b_E$ — как на рис. 64-38. [$R_я/c_я$ — тангенс угла при вершине b треугольника abc;

$$b_E = \left(\frac{dE}{dI_в}\right)_{I_в=0}$$

— тангенс угла наклона характеристики холостого хода при $I_в = 0$.] При этом принципиальное различие между этими характеристиками состоит в том, что в первой характеристике (см. рис. 64-37) ЭДС при нагрузке меньше напряжения при холостом ходе ($E < U_0$), а во второй (рис. 64-38) — больше чем при холостом ходе ($E > U_0$). Соответственно точка b характеристического треугольника при $c_я < R_я/b_E$ лежит на участке характеристики холостого хода от $E = U_0$ до $E = E_{ост} \approx 0$ (см. рис. 64-37) и при каждом токе якоря треугольник может размещаться в двух возможных положениях, которым соответствуют два напряжения. Этим объясняется своеобразная форма внешней характеристики на рис. 64-37: при уменьшении сопротивления нагрузки от $R_н = \infty$ (холостой ход) увеличение тока сопровождается уменьшением напряжения; при некотором сопротивлении $R_{н\,max}$ ток достигает максимальной величины $I_я = I_{я\,max}$; при дальнейшем уменьшении $R_н < R_{н\,max}$ и ток и напряжение уменьшаются, стремясь к нулю при $R_н = 0$ (короткое замыкание).

При $c_я > R_я/b_E$ точка b лежит на участке характеристики холостого хода выше точки $E = U_0$ (рис. 64-38), и при каждом токе якоря треугольник abc может располагаться только в одном возможном положении, которому соответствует одно напряжение. В этом случае характеристика напоминает по форме характеристику генератора с независимо-последовательным возбуждением (ток при коротком замыкании, когда $R_н = 0$, $U = 0$, не равен нулю, как на рис. 64-37, а достигает максимального значения). Можно также показать, что при $R_я/b_E < c_я < R_я/(2R_{в0} - b_E)$ внешняя характеристика имеет падающий характер, а при $c_я > R_я/(2R_{в0} - b_E)$ — возрастающий, как на рис. 64-38 (напряжение с увеличением тока сначала несколько возрастает, достигает максимума, а затем начинает снижаться).

3) Регулировочная и нагрузочная характеристики генератора с параллельно-последовательным возбуждением, если считать $I = I_я$, ничем не отличаются от характеристик этого генератора при питании обмотки параллельного возбуждения от независимого источника постоянного тока.

в) Параллельная работа генераторов постоянного тока

Генераторы постоянного тока могут быть включены параллельно на общие шины, если их напряжения и полярность выводов одинаковы ($U_1 = U_2$). Перед включением нужно измерить напряжение, разность напряжений $U_1 - U_2 = \Delta U$ и убедиться, что $\Delta U = 0$.

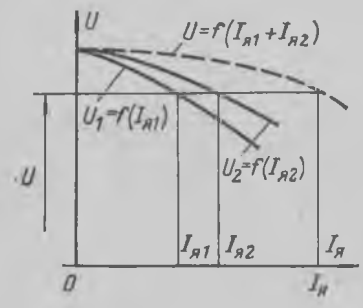


Рис. 64-39. Распределение тока между параллельно-включенными генераторами.

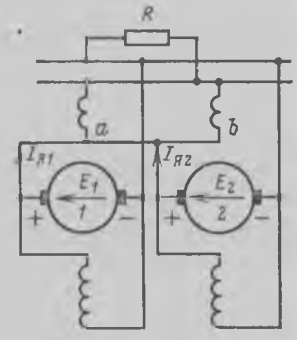


Рис. 64-40. Параллельное включение генераторов смешанного возбуждения.

Распределение тока между параллельно включенными генераторами зависит от вида их внешних характеристик (рис. 64-39). Задаваясь несколькими напряжениями $U = U_1 = U_2$, можно найти токи $I_{я1}$ и $I_{я2}$, полный ток нагрузки $I_я = I_{я1} + I_{я2}$ и зависимости $I_{я1}/I_{я2} = f(I_я)$ или $I_{я1}/I_{я2} = f(U)$. Обычно включают параллельно одинаковые генераторы. В этом случае они будут одинаково загружены, т. е. $I_{я1}/I_{я2} = 1$, если их внешние характеристики совпадают.

При параллельном включении генераторов со смешанным параллельно-последовательным возбуждением, имеющих $c_я > 0$, их работа может оказаться неустойчивой (при отсутствии соединения между точками a и b — рис. 64-40). Эта неустойчивость проявляется в том, что при случайном увеличении $I_{я1}$ (и уменьшении $I_{я2}$) E_1 за счет МДС последовательной обмотки возрастет (E_2 упадет), что приведет к еще большему возрастанию $I_{я1}$ и уменьшению $I_{я2}$. Неустойчивость может быть предотвращена электрическим соединением точек a и b (рис. 64-40), которые обеспечивают равномерное распределение тока между последовательными обмотками одинаковых генераторов.

64-13. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Двигатели постоянного тока могут иметь такие же системы возбуждения, как и генераторы с электромагнитным возбуждением.

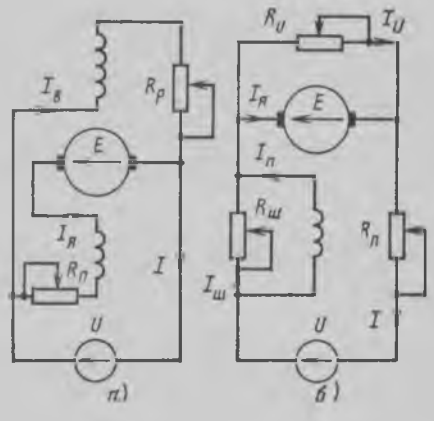


Рис. 64-41. Схемы двигателей с электромагнитным возбуждением.

$R_р$ — сопротивление регулировочного реостата в цепи параллельной обмотки; $R_ш$ — сопротивление реостата, шунтирующего последовательную обмотку; $R_п$ — сопротивление пускового реостата; R_U — сопротивление реостата, шунтирующего якорь.

Наибольшее распространение получили двигатели смешанного параллельно-последовательного возбуждения (рис. 64-41, *а*) и двигатели последовательного возбуждения (рис. 64-41, *б*). От принципиальных схем соответствующих генераторов (см. рис. 64-30, *г* и *в*) эти схемы отличаются только тем, что в них предусматриваются дополнительные реостаты, предназначенные для осуществления пуска и регулирования частоты вращения двигателей.

а) Пуск в ход

При прямом включении неподвижного двигателя в сеть в цепи его якоря появляется ток $I_я = U/R_я$, где U — напряжение сети, $R_я$ — сопротивление цепи якоря. Если $U = U_н$, ток $I_я$ в десятки раз превышает номинальный ток $I_{я,н}$. Поэтому непосредственное включение в сеть допускается только для микродвигателей при

мощности, не превышающей нескольких сотен ватт. Во всех других двигателях ток в цепи якоря при пуске в ход ограничивается с помощью включения последовательно с якорем пускового реостата с регулируемым сопротивлением $R_п$ (рис. 64-41). Начальное значение сопротивления $R_п = R_{п0}$ при $\Omega = 0$ выбирается таким образом, чтобы начальный пусковой ток

$$I_{я0} = \frac{U}{R_я + R_{п0}} \leqslant (1 \div 1{,}5)\, I_{я,\,н}.$$

После завершения переходного процесса токи $I_{я0}$ и $I_в = U/R_{в0}$, протекающие по обмоткам машины, образуют магнитный поток Φ_0. Если начальный электромагнитный момент $M_0 = c_0 I_{я0} \Phi_0$ превзойдет начальный внешний момент $M_п$, то якорь придет во вращение и его скорость начнет увеличиваться с угловым ускорением

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_0 - M_{в0}}{J},$$

где J — момент инерции вращающихся частей двигателя.

В режиме двигателя ЭДС направлена в противоположную сторону по отношению к току $I_я$ и напряжению U. Поэтому для того, чтобы ток во вращающемся двигателе

$$I_я = \frac{U - E}{R_я + R_п}$$

поддерживался достаточно большим [$I_я \geqslant (1 \div 1{,}5)\, I_{я,\,н}$], следует по мере увеличения Ω и E постепенно уменьшать сопротивление $R_п$. Делать это нужно таким образом, чтобы на всех стадиях пуска разность между электромагнитным моментом $M = c_0 I_я \Phi$ и внешним моментом $M_в$, от которой зависит ускорение якоря $d\Omega/dt = (M - M_в)/J$, была достаточно велика. Для увеличения M и ускорения процесса пуска в обмотках параллельного и последовательного возбуждения устанавливаются максимально возможные токи (на рис. 64-41 сопротивление $R_р = 0$, $R_ш = \infty$).

Ко времени завершения пуска пусковой реостат полностью выводится ($R_п = 0$), сопротивления реостатов в цепях возбуждения ($R_р$ и $R_ш$) подбираются таким образом, чтобы установился требуемый режим: $M = M_в$ при заданной частоте вращения.

б) Характеристики двигателя в установившемся режиме

Основной характеристикой двигателя, определяющей его работу в установившемся режиме, является механическая характеристика $\Omega = f(M)$ при $U = \text{const}$, $R_р = \text{const}$, $R_ш = \text{const}$, $R_U = \text{const}$ (см. рис. 64-41). Уравнение механической характеристики получается в результате совместного рассмотрения уравнения ЭДС (64-15), уравнения напряжений (64-47) и уравнения электромагнитного момента (64-20), которые переписываются для

положительного тока в режиме двигателя

$$\Omega = \frac{U - R_я I_я}{c_0 \Phi} = \frac{U}{c_0 \Phi} - \frac{R_я M}{c_0^2 \Phi^2} = f(M), \qquad (64\text{-}76)$$

где $\Phi = f(I_я)$.

Кроме того, о свойствах двигателя судят по электромеханической характеристике $\Omega = f(I_я)$, записанной в виде промежуточного выражения в (64-76), и моментной характеристики $M = c_0 I_я \Phi = f(I_я)$, совпадающей с (64-20). Для определения зависимости $\Phi = f(I_в)$, которая входит во все перечисленные характеристики двигателей, нужно обратиться к § 64-9 и учесть замечания, сделанные в начале § 64-12. Для определения потока можно рекомендовать использовать не характеристику намагничивания, а характеристику холостого хода при номинальной угловой скорости $\Omega_н$, т. е. $E_0 = f(I_в)$, имея в виду, что $\Phi = f(I_в) = E_0/(c_0\Omega_н)_0$. В этом случае поток можно выразить с помощью параболической аппроксимации, найденной по (64-33) для участка характеристики холостого хода

$$E_0 = [a_E (I_в + c_я I_я)^2 + b_E (I_в + c_я I_я) + c_E] = f(I_в, I_я), \qquad (64\text{-}77)$$

и записать уравнение механической и электромеханической характеристик (64-76) в следующем виде:

$$\Omega = \frac{(U - R_я I_я)}{E_0} \Omega_ш = \frac{\Omega_ш}{E_0} \left(U - \frac{R_я M \Omega_ш}{E_0} \right), \qquad (64\text{-}78)$$

где $M = I_я E_0 / \Omega_ш$.

Расчет характеристик двигателей следует проводить с помощью ЭВМ, особенно когда требуется построить семейство характеристик при различных напряжениях U и сопротивлениях $R_р$, $R_ш$, R_U. Для повышения точности расчетов при изменении напряжений в большом интервале характеристику холостого хода полезно разбить на два-три участка и на каждом из участков аппроксимировать своей параболой.

Для определения угловой скорости двигателя в установившемся режиме необходимо рассмотреть совместно механические характеристики двигателя и машины-орудия. Установившаяся скорость соответствует точке пересечения этих характеристик. Как было показано применительно к асинхронным двигателям, работа в этом режиме будет устойчивой, если удовлетворяется неравенство

$$\frac{dM_в}{d\Omega} > \frac{dM}{d\Omega}.$$

Если $M_н = \text{const}$ и $dM/d\Omega = 0$, работа двигателя устойчива в случае падающей характеристики $\Omega = f(M)$, когда при увеличении электромагнитного момента ($dM > 0$) угловая скорость уменьшается ($d\Omega < 0$) и производная

$$\frac{dM}{d\Omega} < 0 = \frac{dM_н}{d\Omega}.$$

в) Двигатель с параллельно-последовательным возбуждением

1) Характеристики двигателя. С помощью (64-77), (64-78) моментную и электромеханическую характеристики двигателя легко представить в аналитической форме

$$M = \frac{I_я E_0}{\Omega_н} = \frac{I_я}{\Omega_н}(a_0 I_я^2 + b_0 I_я + c_0'); \tag{64-79}$$

$$\Omega = \frac{(U - R_я I_я)\,\Omega_н}{a_0 I_я^2 + b_0 I_я + c_0'}, \tag{64-80}$$

где

$$a_0 = a_E c_я^2; \quad b_0 = 2a_E c_я I_в + b_E c_я; \quad c_0 = a_E I_в^2 + b_E I_в + c_E = E_{в0}.$$

В этих уравнениях коэффициент c_0 имеет смысл ЭДС $E_{в0}$, которая образуется током $I_я$ при $I_я = 0$ и $\Omega = \Omega_н$.

Получить механическую характеристику в канонической форме, т. е. в виде аналитической зависимости $\Omega = f(M)$, затруднительно, поскольку при этом пришлось бы решить кубическое уравнение (64-79) относительно тока $I_я$. Однако в параметрической форме механическая характеристика по существу представлена уравнениями (64-79) и (64-80), в которых параметром является ток $I_я$.

Для выявления относительного влияния различных параметров механические характеристики (64-79), (64-80) удобно представить в относительной форме, приняв за базисные следующие величины: $U_н$, $I_{я.н}$, $\Omega_н$, $M_б = I_{я.н} U_н/\Omega_н$, $I_{в.б}$ — ток возбуждения, которому при холостом ходе ($I_я = 0$) и номинальной угловой скорости Ω соответствует номинальное напряжение. После простых преобразований (64-79), (64-80) относительный момент и относительную угловую скорость выразим в функции от относительного тока

$$M_* = \frac{M}{M_б} = I_{*я}(a_{*0} I_{*я}^2 + b_{*0} I_{*я} + c_{*0}); \tag{64-81}$$

$$\Omega_* = \frac{\Omega}{\Omega_н} = \frac{U_* - R_{*я} I_{*я}}{a_* I_{*я}^2 + b_* I_{*я} + c_{*0}}, \tag{64-82}$$

где

$$\left.\begin{aligned}
&I_{*я} = I_я/I_{я.н}; \quad U_* = U/U_н;\\
&R_{*я} = R_я I_{я.н}/U_н; \quad a_{*0} = a_{*E} c_{*я}^2;\\
&b_{*0} = c_{*я}(2a_{*E} I_{*я} + b_{*E});\\
&c_{*0} = E_{*в0} = E_{в0}/U_н = a_{*E} I_{*в}^2 + b_{*E} I_{*я} + c_{*E};\\
&a_{*E} = a_E I_{в.б}^2/U_н; \quad b_{*E} = b_E I_{в.б}/U_н;\\
&c_{*E} = c_E/U_н; \quad c_{*я} = c_я I_{я.н}/I_{в.б}.
\end{aligned}\right\} \tag{64-83}$$

Последний коэффициент $c_{*я}$ представляет собой МДС от номинального тока якоря $F_{ядн} = w_в c_я I_{я.н}$, выраженную в долях базис-

ной МДС возбуждения $F_{в.б} = w_в I_{в.б}$, т. е. $c_{*я} = F_{яdн}/(w_в I_{в.б})$, где $F_{яdн} = \pm F_{шн} - F_{qdн}$, см. § 64-9, (64-54). На рис. 64-42 показано семейство механических характеристик $\Omega_* = f(M_*)$, построенных в примере 64-11. Для всех характеристик U_*, $I_{*н}$, $R_{*я}$ и коэффициенты аппроксимации характеристики холостого хода a_{*E}, b_{*E}, c_{*E} приняты одними и теми же и различие между ними связано только с варьированием коэффициента $c_{*я}$, характеризующего действие МДС тока якоря $F_{яd}$. В двигателе с согласно-включенной последовательной обмоткой, когда $c_{*я} > 0$, и при увеличении $I_{*я}$ магнитный поток $\Phi \equiv E_{*0} = a_{*0} I_{*н}^2 + b_{*0} I_{*н} + c_{*0}$ возрастает, механические характеристики *4—7* получаются падающими $(d\Omega_*/dM_*)_{I_{*я}=1} < 0$. Наоборот, при $c_{*я} < 0$ характеристики получаются возрастающими (кривые *1*, *2*). Переход от падающих характеристик к возрастающим происходит при

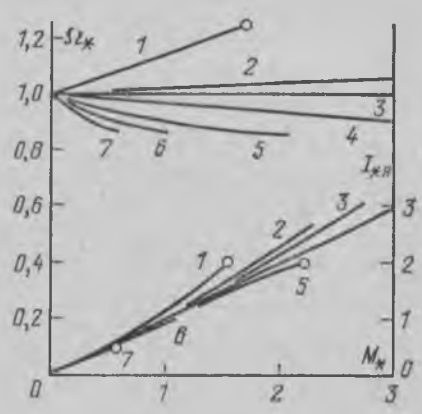


Рис. 64-42. Механические характеристики двигателя с параллельно-последовательным возбуждением (кривые *1*, *2*, *3*, *4*, *5*, *6*, *7* соответствуют $c_я = -0{,}2$; $-0{,}1$; $c_{я\Omega} = -0{,}063$; 0; 0,2; 0,6; 1,0).

$$c_{*я\Omega} = \frac{U_*(2a_{*E}+b_{*E}) - \sqrt{U_*^2(2a_{*E}+b_{*E})^2 + 4R_{*я}E_{*в0}a_{*E}(1-2U_*)}}{2a_{*E}(1-2U_*)} \approx$$

$$\approx -\frac{R_{*я}E_{*в0}}{U_*(2a_{*E}I_{*в}+b_{*E})} < 0, \qquad (64\text{-}84)$$

которому соответствует характеристика *3* с тангенсом угла наклона $(d\Omega_*/dM_*)_{I_{*я}=1} = 0$ [при выводе (64-83) производная $\frac{d\Omega_*}{dM_*} = \frac{d\Omega_*}{dI_{*я}} : \frac{dM_*}{dI_{*я}}$ определяется путем дифференцирования (64-81), (64-82)]. Таким образом, двигатели со смешанным согласным возбуждением ($c_я > c_{я\Omega}$) имеют падающие механические характеристики, обеспечивающие устойчивую работу (см. п. 2).

Чем больше число витков в согласно-включенной последовательной обмотке (чем больше $c_{*я}$), тем мягче получается механическая характеристика двигателя. Двигатели со смешанным возбуждением чаще всего применяются в установках, где требуется постоянство частоты вращения при переменном моменте. Поэтому в двигателях этого типа общепромышленного применения

стремятся получить возможно более жесткую падающую характеристику [1].

Число витков последовательной обмотки выбирается таким образом, чтобы ее МДС компенсировала размагничивающее действие МДС якоря. При этом $c_{*я} \approx 0$ и угловая скорость при переходе от холостого хода к номинальной нагрузке падает незначительно: $\Omega_{I_{*я}=1}/\Omega_{I_{*я}=0} = 1 - R_{*я} \approx 0{,}9 \div 0{,}97$.

Двигатели с параллельным или смешанным встречным возбуждением ($c_я \leqslant c_{я\Omega}$) имеют возрастающие характеристики, при которых устойчивая работа не обеспечивается.

Пример 64-11. Для двигателя со смешанным возбуждением, имеющим следующие данные: $U_н = 500$ В; $I_{я.н} = 1000$ А; $I_{в\,б} = 28{,}7$ А; $F_{qdн} = 1000$ А; $w_в = 349$; $R_я = 0{,}015$ Ом; $a_E = -0{,}2464$ В/А^2; $b_E = 22$ В/А; $c_E = 71{,}8$ В, построить в относительных единицах механические характеристики при $U = 506{,}5$ В; $I_в = 29{,}5$ А и различных числах витков последовательной обмотки; $w_п = 1$ (при встречном включении) и 0, 1, 3, 7, 11 (при согласном включении).

По (64-83) рассчитаем $a_{*E} = -0{,}2464 \cdot 28{,}7^2/500 = -0{,}405$; $b_{*E} = 22 \times 28{,}7/500 = 1{,}26$; $c_{*E} = 71{,}8/500 = 0{,}1436$ и другие величины в относительных единицах $U_* = 506{,}5/500 = 1{,}013$; $I_{*в} = 29{,}5/28{,}7 = 1{,}03$; $R_{*я} = 0{,}015 \cdot 1000/500 = 0{,}03$; $c_{*0} = E_{*г0} = -0{,}405 \cdot 1{,}03^2 + 1{,}26 \cdot 1{,}03 + 0{,}1436 = 1{,}013$; коэффициенты $c_{*я}$, a_{*0} и b_{*0}, зависящие от числа витков последовательной обмотки, сведены в таблицу.

$w_п$	1 (встречн)	0	—	1	3	7	11
$c_{*я}$	—0,2	—0,1	—0,0626	0	0,2	0,6	1,0
a_{*0}	—0,016	—0,00405	—0,00159	0	—0,016	—0,146	—0,405
b_{*0}	—0,0854	—0,0427	—0,0267	0	0,0854	0,256	0,427
Кривая на рис. 64-42	*1*	*2*	*2*	*4*	*5*	*6*	*7*

Угловая скорость при холостом ходе $\Omega_{*(I_{*я}=0)} = \dfrac{1{,}013}{1{,}013} = 1{,}0$. Моментные характеристики $I_{*я} = f(M_*)$, построенные с помощью (64-81), и механические характеристики $\Omega_* = f(M_*)$, построенные с помощью (64-81), (64-82), приведены на рис. 64-42. Кроме заданных характеристик там же даны характеристики при $c_{я\Omega} = -0{,}0626$, найденном по (64-84).

2) Регулирование частоты вращения двигателя. Регулирование угловой скорости двигателя этого типа производится путем изменения тока возбуждения $I_в$ или напряжения якоря U. Наиболее просто осуществляется регулирование изменением тока возбуждения: ток возбуждения уменьшается с помощью реостата $R_р$ (см.

[1] Жесткость характеристики характеризуется относительным изменением угловой скорости при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки при $I_в = \text{const}$ и $U = \text{const}$:

$$\left(\Omega_{(I_{я*}=0)} - \Omega_{(I_{*я}=1)}\right)/\Omega_{(I_{*я}=0)}.$$

рис. 64-41, *а*) $I_в = U/(R_в + R_р)$. При этом уменьшается магнитный поток $\Phi = f(I_г)$ и пропорциональная ему ЭДС E_0 по (64-77), что приводит при $U = \text{const}$ к увеличению угловой скорости Ω [см. (64-76), (64-78), (64-80)]. Угловая скорость при холостом ходе в функции $I_в$ определяется по (64-82)

$$\Omega_{*(I_я=0)} = \frac{\Omega}{\Omega_н} = U_*/E_{*в0} = U_*/(a_{*E}I_{*в}^2 + b_{*E}I_{*в} + c_{*E}),$$

где $I_{*в} = I_в/I_{в,б}$. Угловая скорость при нагрузке, если заданы U, M и $I_в$, определяется точкой пересечения линии $M = \text{const}$ с механической характеристикой, построенной по (64-81), (64-82) при заданных $U = \text{const}$ и $I_в = \text{const}$.

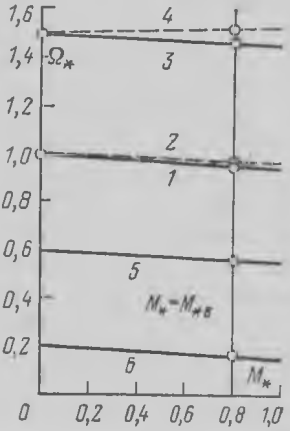


Рис. 64-43. Механические характеристики двигателя со смешанным возбуждением при различных $U_* = \text{const}$ и $I_{*в} = \text{const}$.

Двигатель проектируется таким образом, чтобы его работа была устойчивой при всех угловых скоростях в заданных пределах регулирования. Вместе с тем при уменьшении $I_в$ наблюдается увеличение МДС $F_{qdв}$*, которое сопровождается уменьшением коэффициента $c_{*в}$ [см. (64-83)] и увеличением угла наклона механической характеристики

$$\left(\frac{d\Omega_*}{dM_*}\right)_{(I_{*я}=0)} = \frac{-R_{*я}E_{*в} - U_*(b_{*E} + 2a_{*E}I_{*в})c_{*в}}{E_{*в}^3}. \qquad (64\text{-}85)$$

Поэтому при уменьшении тока возбуждения жесткость характеристик может возрастать и падающая механическая характеристика при $I_в = I_{в,н}$ (кривая *2* на рис. 64-43) может перейти, например, при скорости $\Omega \approx 1{,}5$ в возрастающую характеристику *4*, при которой устойчивая работа не обеспечивается. Для исключения такого положения нужно увеличить число витков в последовательной обмотке $w_п$, чтобы при всех требуемых угловых скоростях МДС F_{qd} была скомпенсирована и выполнялось $c_{*я} > 0$. Например, если в двигателе, который обладал характеристиками *2*, *4* [$c_{*я}$ соответственно 0 и —0,05] при $w_п = 1$ и $U = U_н$, взять $w_п = 2$, то его характеристики переместятся в положение *1* и *3* [$c_{*я}$ соответственно 0,05 и 0] и работа в диапазоне скоростей 1 : 1,5 будет устойчивой.

Регулирование скорости этим способом производится вверх от номинальной. Пределы регулирования ограничиваются условиями коммутации.

* Отметим, что для каждого тока возбуждения, заметно отличающегося от базисного, МДС $F_{qdп}$ должна определяться отдельно по § 64-9.

Для регулирования скорости вниз от номинальной применяется уменьшение напряжения якоря U. Как вытекает из (64-82), угловая скорость при холостом ходе пропорциональна напряжению $\Omega_* = U_*/E_{п0*}$ (при этом $I_{*в} = \text{const}$.) Угловая скорость при нагрузке определяется точкой пересечения линии $M = \text{const}$ с механической характеристикой, построенной по (64-81), (64-82) при заданных $U_* = \text{const}$ и $I_{*в} = \text{const}$. На рис. 64-43 в виде кривых *1*, *5*, *6* даны механические характеристики двигателя соответственно при $U_* = 1$; 0,6; 0,2 и $I_{*в} = I_{*в.н}$. Как видно из (64-85), при уменьшении U_* наклон характеристик несколько увеличивается (становится менее отрицательным), но характеристики остаются падающими и жесткость их даже уменьшается. Таким образом, скорость может регулироваться от номинальной до нуля.

Экономичность регулирования понижением напряжения зависит от того, каким способом оно понижается. Если это делается с помощью регулировочного реостата, включенного в цепь якоря, то КПД снижается пропорционально напряжению якоря и угловой скорости $\eta_U = U/U_с = \Omega/\Omega_с$, где U, $U_с$ — напряжения якоря и сети постоянного тока; Ω, $\Omega_с$ — угловые скорости при напряжении якоря U и $U_с$. Если напряжение получается от регулируемого источника постоянного тока (электромеханического или полупроводникового преобразователя), то потери определяются как сумма потерь в двигателе и преобразователе и КПД хотя и падает при уменьшении угловой скорости, но при всех угловых скоростях оказывается значительно более высоким, чем при использовании регулировочного реостата в цепи якоря.

г) Двигатель с последовательным возбуждением

Магнитное поле в двигателе с последовательным возбуждением (см. рис. 64-41, *б*) образуется только током якоря. С ростом нагрузки и тока якоря поток возрастает и угловая скорость, обратно пропорциональная потоку, существенно снижается [см. (64-76)]. Такой двигатель применяется главным образом для привода электрического транспорта и подъемных устройств. Благодаря мягкой механической характеристике двигатель автоматически снижает частоту вращения при увеличении момента (например, при подъеме в гору) и увеличивает ее при уменьшении момента (при движении по равнине).

1. Характеристики двигателя. Моментная, электромеханическая и механическая характеристики двигателя выражаются в относительных единицах уравнениями (64-81), (64-82), полученными для двигателя смешанного возбуждения. При вычислении коэффициентов, которые входят в эти уравнения, следует:

1) Считать ток параллельной обмотки возбуждения $I_в = 0$.

2) Принять за базисные такой ток $I_{п.б}$ в последовательной обмотке и такую МДС последовательной обмотки $w_п I_{п.б}$, которые индуктируют ЭДС $E = U_н$ при холостом ходе и $\Omega = \Omega_н$.

Учитывая ответвление части тока якоря в сопротивление $R_ш$ (рис. 64-41, *б*), находим результирующую МДС по продольной оси

$$F_0 = F_п - F_{qd} = w_п I_я R_ш/(R_п + R_ш) - F_{qd}$$

и выразим ее в относительных единицах

$$F_{*0} = F_0/(w_п I_{п.б}) = c_{*я} I_{*я}, \qquad (64\text{-}86)$$

где

$$c_{*я} = \frac{F_{0н}}{w_п I_{пб}} = \frac{R_ш I_{я.н}}{(R_ш + R_п) I_{п.б}} - \frac{F_{qdн}}{w_п I_{п.б}}$$

— результирующая МДС номинального тока якоря в долях базисной МДС последовательной обмотки.

Аппроксимируя характеристику холостого хода $E = f(I_п)$ при $\Omega = \Omega_н$ параболой $E = a_E I_п^2 + b_E I_п + c_E$ и полагая ток параллельной обмотки $I_в = 0$, получаем с помощью (64-83) следующие формулы для коэффициентов в (64-81), (64-82):

$$a_{*0} = a_E I_{п.б}^2 c_{*я}^2/U_н; \qquad b_{*0} = b_E I_{п.б} c_{*я}/U_н;$$
$$c_{*0} = c_E/U_н. \qquad (64\text{-}87)$$

На рис. 64-44 показано семейство механических характеристик двигателя с последовательным возбуждением, построенных по (64-81), (64-82) в примере 64-12. Для всех характеристик $R_{*я}$ и коэффициенты a_{*0}, b_{*0}, c_{*0} приняты одинаковыми и различие между ними связано лишь с варьированием U_* и $c_{*я}$ (изменением сопротивления $R_ш$).

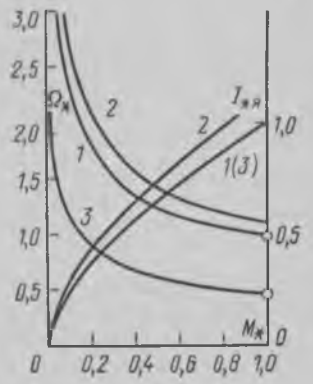


Рис. 64-44. Механические и моментные характеристики двигателя с последовательным возбуждением.

1 — $U_* = 1$; $c_ш = R_ш/(R_ш + R_п) = 1$; *2* — $U_* = 1$; $c_ш = 0{,}725$; *3* — $U_* = 0{,}5$; $c_ш = 1$.

Во всех случаях характеристики получаются весьма мягкими. При $M = 0$ угловая скорость (теоретически) возрастает до бесконечности. Поэтому *во избежание разрушения под действием центробежных сил двигатель последовательного возбуждения нельзя эксплуатировать без нагрузки, т. е. при* $M = 0$. На этом же рисунке приведены моментные характеристики двигателя $I_{*я} = f(M_*)$ при различных $c_{*я}$ и U_*.

Пример 64-12. Для двигателя с последовательным возбуждением, имеющего следующие данные: $U_н = 500$ В; $I_{я.н} = 1000$ А; $w_п = 11$; $F_{п.б} = 910$ А; $F_{qdн} = 980$ А; $R_я = 0{,}015$ Ом; $a_E = -0{,}000244$ В·А$^{-2}$; $b_E = 0{,}692$ В/А; $c_E = 71{,}8$ В, построить в относительных единицах механические характеристики при $U = 500$ В, $c_ш = R_ш/(R_ш + R_п) = 1$; $U = 250$ В и $c_ш = 1$; $U = 500$ В и $c_ш = 0{,}725$.

По (64-80), (64-87) при $c_ш = 1$ найдем $c_{*я} = 1000/910 - 980/(910 \cdot 11) = 1{,}0$; $a_{*0} = -0{,}000244 \cdot 910^2 \cdot 1^2/500 = -0{,}405$; $b_{*0} = 0{,}692 \cdot 910 \cdot 1/500 = 1{,}26$; $c_{*0} =$

$= 71{,}8/500 = 0{,}143$; при $c_ш = 0{,}725$ найдем $a_{*0} = -0{,}000244 \cdot 910^2 \cdot 0{,}7^2/500 = -0{,}198$; $c_{*я} = 1000 \cdot 0{,}725/910 - 980/(910 \cdot 11) = 0{,}7$; $b_{*0} = 0{,}692 \cdot 910\ 0{,}7/500 = 0{,}882$; $c_{*0} = 0{,}143$.

Характеристики $\Omega_* = f(M_*)$ и $I_{*я} = f(M_*)$, построенные с помощью (64-81), (64-82) при этих значениях коэффициентов, приведены на рис. 64-44.

2. Регулирование частоты вращения двигателя. Регулирование угловой скорости двигателя этого типа производится путем изменения тока в последовательной обмотке $I_п$ или напряжения якоря U. Для уменьшения тока в последовательной обмотке часть тока якоря ответвляется в сопротивление шунта $R_ш$ (см. рис. 64-41, *б*):

$$I_п = \frac{R_ш}{R_ш + R_п} I_я.$$

Поскольку коэффициенты $c_{*я}$, a_{*0}, b_{*0} при этом уменьшаются [см. (64-86), (64-87)], это приводит к уменьшению потока Φ и пропорциональной ему $E_{*0} = a_{*0} I_{*я}^2 + b_{*0} I_{*я} + c_{*0}$ и к увеличению угловой скорости Ω_*. Механическая характеристика *2* [при $R_ш/(R_ш + R_п) = 0{,}75$; $U = U_н$] располагается выше характеристики *1* [при $R_ш/(R_ш + R_п) = 1$; $U = U_н$]. Пределы регулирования угловой скорости шунтированием последовательной обмотки ограничиваются условиями коммутации.

Для понижения угловой скорости двигателя применяется уменьшение напряжения якоря U. Механическая характеристика *3* при $R_ш/(R_ш + R_п) = 1$; $U_* = 0{,}5$ располагается ниже характеристики *1* при $R_ш/(R_ш + R_п) = 1$; $U_* = 1$. Снижением напряжения можно получить все угловые скорости в пределах от номинальной до нулевой. Относительно экономичности этого способа регулирования можно повторить все сказанное выше применительно к двигателю смешанного возбуждения.

64-14. ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

В Советском Союзе изготовляются все разновидности машин постоянного тока, которые необходимы народному хозяйству. Машины постоянного тока, за исключением крупных машин предельной мощности (главным образом двигателей и генераторов, используемых в системе привода прокатных станов, блюмингов и слябингов), выпускаются в СССР серийно. Основной серией машин общепромышленного применения в настоящее время является единая серия П, которая охватывает весь необходимый диапазон мощностей и частот вращения. Кроме нее выпускается ряд других специализированных серий машин постоянного тока: тяговые, краново-металлургические, судовые, для привода вспомогательных систем автомобилей, тракторов и самолетов, для систем автоматического регулирования и др.

Единая серия П включает в себя электрические машины двух типов: общепромышленного применения (рис. 64-45) и специализированного назначения.

Электродвигатели общепромышленного применения допускают регулирование частоты вращения ослаблением поля главных полюсов не более чем в отношении 1 : 2. Они имеют параллельное возбуждение и легкую стабилизирующую обмотку. Исполнение — защищенное. Механическая характеристика — жесткая.

Электродвигатели специализированного назначения имеют закрытое исполнение. Они отличаются разнообразием механических характеристик, широкими пределами регулирования частоты вращения, которое осуществляется не только ослаблением поля главных полюсов, но и изменением напряжения якоря.

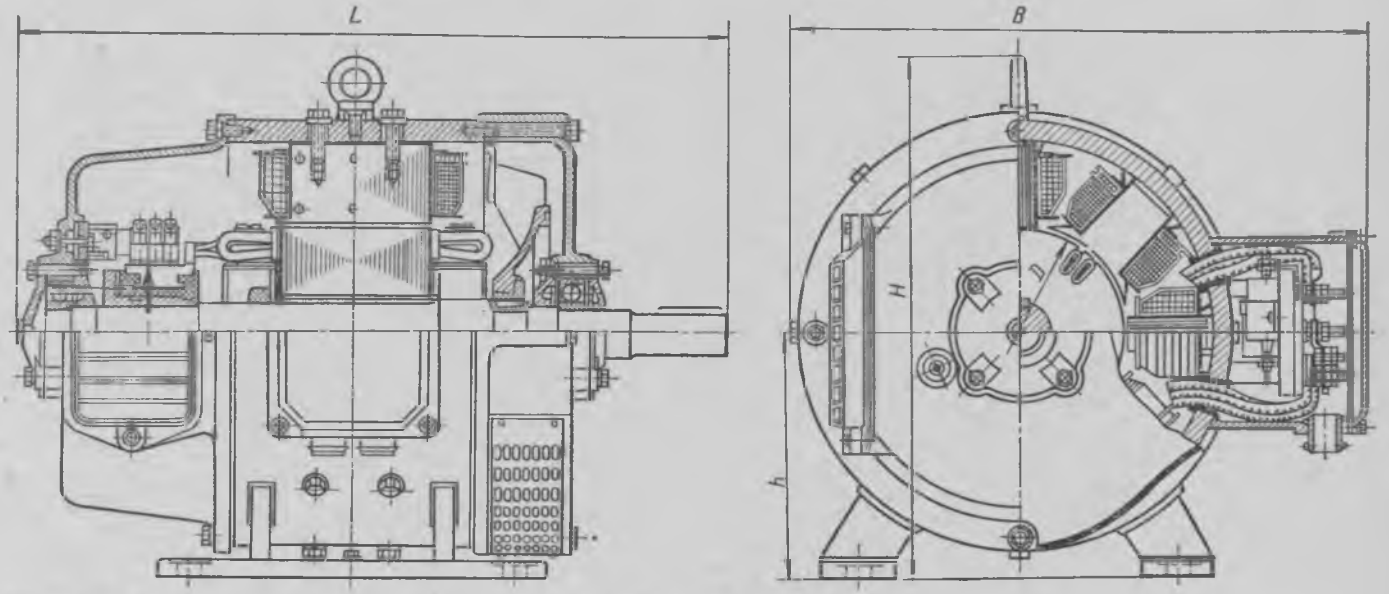


Рис. 64-45. Электродвигатель постоянного тока П62, 14 кВт, 220 В, 1500 об/мин.

Генераторы общепромышленного применения имеют параллельное или смешанное самовозбуждение. Внешняя характеристика — жесткая. Применяются для питания электродвигателей постоянного тока, цепей управления и как возбудители крупных машин постоянного тока.

Генераторы специализированного назначения предназначены для зарядки аккумуляторных батарей, для питания мощных специализированных двигателей постоянного тока и т. д.

Машины единой серии П делятся на три группы:

машины мощностью от 0,3 до 200 кВт (1—11-й габариты);

машины мощностью от 200 до 1400 кВт (12—17-й габариты);

машины мощностью свыше 1400 кВт (18—26-й габариты).

Отрезок серии машин 1—11-го габаритов включает двигатели и генераторы общепромышленного применения и специализированного назначения.

Технические данные некоторых машин общепромышленного применения этого отрезка серии в защищенном исполнении приведены в табл. 64-1.

Таблица 64-1

Технические данные двигателей (1500 об/мин) и генераторов (1450 об/мин) единой серии П 1—11-го габаритов

Типоразмер машины	Двигатели		Генераторы		Размеры (рис. 64-45), мм					J, кг·м²	Масса, кг
	$P_н$, кВт	КПД, %	$P_н$, кВт	КПД, %	B	L	H	h	D		
12	0,45	70,0	—	—	348	397	210	112	83	0,0037	23,5
22	1,0	76,5	—	—	447	458	310	140	106	0,013	44,0
32	2,2	83,5	—	—	493	541	336	150	120	0,29	67,5
42	4,5	80,5	—	—	537	569	355	160	138	0,45	80
52	8,0	84,5	—	—	620	639	400	180	162	0,1	124
62	14	86,5	—	—	694	662	484	225	195	0,16	187
72	25	85,5	—	—	882	847	540	250	210	0,4	330
82	42	88,0	35	87,5	975	892	600	280	245	0,775	435
92	75	89,0	70	89,0	990	1187	694	315	294	1,75	705
102	125	90,0	110	90,5	1095	1304	783	355	327	3,0	985
112	200	91,0	190	92,5	1200	1447	884	400	368	5,75	1370

Примечания: 1. В таблице приняты обозначения: $P_н$ — номинальная мощность (для генератора — электрическая мощность, отдаваемая в сеть; для двигателя — механическая мощность на валу); J — момент инерции; B, L, H — ширина, длина и высота машины; h — высота оси вращения; D — наружный диаметр якоря.

2. Приводятся только данные машин второй длины при каждом габарите.

Машины имеют брызгозащищенное исполнение с самовентиляцией (рис. 64-45), двигатели выпускаются также в закрытом исполнении (см. § 33-2).

Номинальные напряжения: двигателей 110, 220, 440 В, генераторов общепромышленного применения 115, 230, 460 В.

Отрезок серии машин 12—17-го габаритов включает машины основного исполнения мощностью от 55 кВт при 300 об/мин до 1400 кВт при 1000 об/мин. Электродвигатели этого отрезка серии предназначены для привода основных и вспомогательных механизмов прокатных станов, крупных режущих станков и других механизмов.

Все электродвигатели — компенсированные. Генераторы выполняются компенсированными или некомпенсированными. Двигатели и генераторы изготовляются в закрытом или защищенном исполнении, а генераторы также и в открытом исполнении. Электродвигатели имеют номинальные напряжения 220, 330, 440, 660 В, номинальные частоты вращения — 300, 400, 500 об/мин. Генераторы

имеют номинальные напряжения 230, 330, 460, 660 В и номинальную частоту вращения 1000 об/мин.

Отрезок серии машин 18—22-го габаритов включает машины основного исполнения мощностью от 460 кВт при 24 об/мин до 5400 кВт при частотах вращения до 750 об/мин, а также модификации одноякорных и двухъякорных электродвигателей, предназначенных для привода конкретных механизмов металлургического производства. Машины имеют закрытое исполнение с принудительной вентиляцией от отдельно стоящего электровентилятора.

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ПЯТАЯ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

65-1. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Машинами постоянного тока с постоянными магнитами называют машины, в которых магнитное поле образуется с помощью постоянных магнитов. От машин с электромагнитным возбуждением они отличаются только устройством магнитной системы. Возможные исполнения магнитных систем этих машин (без обмоток возбуждения) представлены на рис. 65-1. Исполнения по рис. 65-1, *а*, *б* с радиальным расположением магнитов целесообразно применять в многополюсных машинах при $2p \geqslant 4$. Из-за малой длины магнитов вдоль линий поля в этом исполнении заметно проявляется размагничивающее действие МДС якоря. Для его ослабления необходимо изготовлять магниты из материала с большой коэрцитивной силой (ферритбариевые магниты) и снабжать магниты полюсными наконечниками из магнитно-мягкого материала (рис. 65-1, *а*). Исполнение по рис. 65-1, *в* особенно целесообразно при $2p = 2$, когда тангенциально расположенные магниты имеют большую длину в направлении намагничивания. В этом случае можно применить магнитные материалы со сравнительно небольшой коэрцитивной силой, но с большой удельной энергией (альни, альнико, магнико). То же самое можно сказать об исполнении по рис. 65-1, *г*, в котором магнитная система представляет собой намагниченное определенным образом кольцо из магнитно-твердого материала. Достоинство этого исполнения — конструк

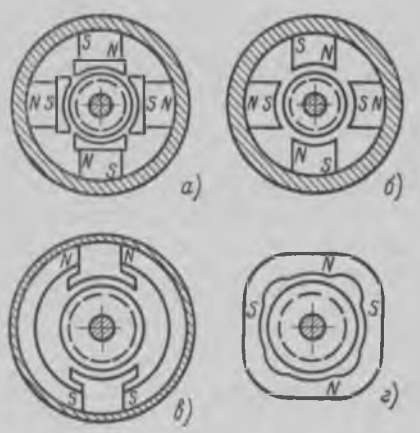


Рис. 65-1. Магнитные системы машин постоянного тока с постоянными магнитами.

а — радиальные магниты с полюсными наконечниками, *б* — то же без полюсных наконечников; *в* — тангенциальные магниты; *г* — кольцевые магниты.

тивная простота. Недостаток — ухудшение коммутации из-за малого зазора по поперечной оси и увеличенного поля якоря. Для изготовления постоянных магнитов используются те же материалы, что и в синхронных машинах с постоянными магнитами (см. § 63-6).

Дополнительные полюсы, возбуждение которых должно быть принципиально только электромагнитным, в машинах с постоянными магнитами не применяются.

Двигатели с постоянными магнитами мощностью от нескольких до сотен ватт находят применение в маломощных приводах автомобилей и самолетов и в различных системах автоматики. Двигатели используются чаще всего в кратковременных или повторно-кратковременных режимах; пускаются в ход и реверсируются без реостатов в цепи якоря. Частота вращения двигателей регулируется изменением напряжения якоря, применяется также импульсное регулирование частоты вращения. Последнее производится с помощью реле, управляемого тахогенератором, которое периодически замыкает накоротко добавочный резистор в цепи якоря. В более мощных двигателях используется комбинированное возбуждение. В этом случае двигатель снабжается обмоткой возбуждения, МДС которой достаточна для регулирования магнитного поля в заданных пределах.

Генераторы постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов получили относительно меньшее распространение, чем аналогичные синхронные. Они находят применение для стабилизации систем автоматического регулирования в качестве датчиков частоты вращения (тахогенераторов) и т. п.

Для стабилизации напряжения генераторов, работающих при переменной нагрузке, используются комбинированные системы возбуждения. Магнитодвижущая сила обмотки возбуждения выбирается достаточной для компенсации падения напряжения в цепи якоря и влияния МДС якоря.

В двухъякорных электромашинных преобразователях для стабилизации напряжения генератора с постоянными магнитами применяется автоматическое регулирование частоты вращения двигателя.

При расчете и проектировании машин постоянного тока с постоянными магнитами приходится считаться со своеобразным проявлением влияния МДС якоря, размагничивающее действие которой слабее, чем в синхронных машинах с постоянными магнитами, но все же достаточно существенно [59]. Благодаря отсутствию обмоток возбуждения и потерь в этих обмотках машины с постоянными магнитами имеют по сравнению с машинами электромагнитного возбуждения более высокий КПД, облегченные условия охлаждения, меньшие габаритные размеры, массу и стоимость (при небольшой мощности); более стабильное возбуждение (поток постоянных магнитов не зависит ни от частоты вращения, ни от напряжения якоря, ни от температуры). Вместе с тем машины с постоянными магнитами обладают следующими существенными недостатками: а) частоту вращения двигателей и напряжение генераторов невозможно регу-

лировать изменением поля возбуждения; б) при мощности, превышающей несколько десятков ватт, они уступают по габаритным размерам, массе и стоимости машинам электромагнитного возбуждения; в) материалы, входящие в состав сплавов для постоянных магнитов, дефицитны; г) технология изготовления и намагничивания постоянных магнитов отличается большой сложностью.

65-2. ГЕНЕРАТОРЫ С ПРОДОЛЬНЫМ КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Генератор этого типа предложен инж. Ш. Кремером. Он отличается от обычного генератора со смешанным возбуждением только тем, что на его полюсах кроме параллельной и последовательной обмоток располагается еще и независимая обмотка, причем последовательная обмотка включена встречно по отношению к двум другим обмоткам (см. рис. 64-30).

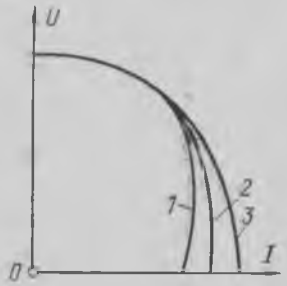


Рис. 65-2. Внешние характеристики генератора с продольным комбинированным возбуждением.

Благодаря размагничивающему действию последовательной обмотки внешняя характеристика генератора получается круто падающей: в широком диапазоне изменения напряжения U ток якоря I близок к току короткого замыкания (рис. 65-2). Такого рода внешними характеристиками должны обладать, например, генераторы для дуговой электросварки, так как при этом ток в дуге мало зависит от ее длины (т. е. расстояния электрода от свариваемого предмета) и даже при коротком замыкании (соприкосновении электрода с предметом) возрастает незначительно. Круто падающую характеристику должны также иметь генераторы, питающие двигатели, которые во время работы могут полностью остановиться, например двигатель экскаватора. Это предотвращает повреждение механизма при застревании исполнительных органов, поскольку даже при полной остановке двигателя (при коротком замыкании) ток якоря и, следовательно, вращающий момент двигателя будут ограничены. Та же цель достигается при использовании этих генераторов на тепловозах для питания тяговых двигателей. Внешняя характеристика генератора может в известных пределах изменяться (кривые *1—3* на рис. 65-2) за счет изменения сопротивлений в цепях параллельной и независимой обмоток и шунтирования последовательной обмотки.

65-3. ГЕНЕРАТОР С ДВОЙНОЙ ПОЛЮСНОЙ СИСТЕМОЙ

Генераторы с двойной полюсной системой, называемые иногда генераторами с «расщепленными полюсами», применяются для дуговой электросварки. Магнитопроводы полюсов этого генератора выполняются (рис. 65-3) разделенными на две части (полюс N образуется из сердечников N_1 и N_2; полюс S — из сердечников S_1 и S_2). При этом сердечники N_1, S_1 имеют бо́льшую ширину, чем сердечники N_2, S_2. Генератор имеет две обмотки возбуждения: обмотку *1*, катушки которой охватывают широкие полюсы N_1 и S_1, и обмотку 2, катушки которой охватывают узкие полюсы N_2 и S_2. Обе обмотки возбуждения присоединяются параллельно к одной из основных щеток B и к вспомогательной щетке *в*, установленной на коллекторе между основными щетками A и B. В цепь обмотки *1* вводится регулировочный реостат $R_р$. Направление вращения якоря выбирается таким образом, чтобы составляющая МДС якоря F_2 усиливала поле полюсов N_2 и S_2, а составляющая МДС якоря F_1 ослабляла поле полюсов N_1 и S_1. В этом случае полный магнитный поток одноименных полюсов $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$ с увеличением тока I_1 уменьшается, так как ослабление потока Φ_1 ненасыщенных полю-

сов N_1 и S_1 превышает небольшое возрастание потока Φ_2 полюсов N_2 и S_2, ограниченное насыщением. Однако напряжение между щетками B и $в$, пропорциональное почти постоянному потоку Φ_2, при этом изменяется мало, что сохраняет токи возбуждения $I_{в1}$ и $I_{в2}$ практически неизменными и препятствует чрезмерному развозбуждению генератора. Благодаря такому способу возбуждения напряжение генератора с ростом тока резко снижается и даже при коротком замыкании ток не оказывается чрезмерно большим. Такого рода «падающая» внешняя характеристика делает генератор пригодным для дуговой электросварки. Регулирование наклона характеристики производится с помощью сопротивления $R_р$ (с его увеличением напряжение при холостом ходе и ток короткого замыкания уменьшаются). Для улучшения коммутации генератор может быть оснащен дополнительными полюсами, расположенными в промежутках между полюсами различной полярности.

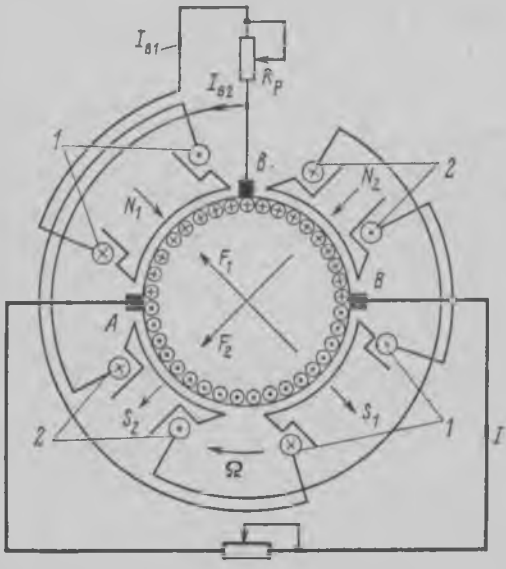


Рис. 65-3. Сварочный генератор с двойной полюсной системой.

В Советском Союзе генераторы этого типа выпускаются для целей сварки в виде серии ПС с номинальным напряжением 35 В и током до 500 А.

65-4. ГЕНЕРАТОР С ПОПЕРЕЧНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Генератор с поперечным возбуждением, предложенный немецким инженером Э. Розенбергом, в отличие от обычного имеет два комплекта щеток, сдвинутых на $^1/_2$ полюсного деления: продольные щетки d — d, присоединенные к нагрузке, и поперечные q — q, замкнутые накоротко (рис. 65-4). Ширина и высота полюсных наконечников берется увеличенной для того, чтобы усилить поперечный магнитный поток возбуждения Φ_q. В середине полюсных наконечников делаются вырезы для местного ослабления продольного поля в зоне коммутации тока I_d.

В настоящее время генераторы с поперечным возбуждением применяются главным образом для электроснабжения пассажирских вагонов железнодорожных поездов. Параллельно с генератором включают аккумуляторную батарею. Обмотка возбуждения генератора присоединяется к батарее. На остановках и при медленном перемещении поезда напряжение генератора меньше напряжения батареи ($U_d < U_б$), генератор с помощью специального реле отключается от батареи и нагрузка $R_н$ питается током $I_н$ от батареи. В этом режиме ток возбуждения $I_в = \text{const}$ образует продольный поток $\Phi_d = \Lambda_d F_в$. В короткозамкнутой цепи щеток q — q индуктируется ЭДС $E_q = c_0 \Omega \Phi_d$ и появляются поперечный ток, МДС и поток, пропорциональные $F_в$ и угловой скорости:

$$I_q = E_q/R_я; \quad F_q = k_1 I_q; \quad \Phi_q = \Lambda_q F_q = \Lambda_q k_1 \Lambda_d c_0 \Omega F_в/R_я.$$

На щетках d — d, цепь которых разомкнута, индуктируется ЭДС

$$E_d = c_0 \Omega \Phi_q = k_3 \Omega^2 F_в/R_я,$$

где $k_3 = c_0^2 \Lambda_d \Lambda_q k_1$.

С увеличением угловой скорости ток I_q и напряжение $U_d = E_d$ возрастают, как показано на рис. 65-5. При скорости Ω_1, когда $U_d = U_б$, генератор включается параллельно батарее. При еще большем увеличении частоты вращения ЭДС E_d превосходит напряжение на батарее $U_б$ и в цепи щеток $d - d$ появляется ток $I_d = (E_d - U_б)/R_я$. За изменением этого тока проще всего проследить, приняв внутреннее сопротивление батареи $R_б = 0$ и $U_б = E_б = \text{const}$. При этом нужно учитывать размагничивающее действие тока I_d, МДС которого $F_d = k_2 I_d$ (рис. 65-5) независимо от направления вращения всегда направлена встречно

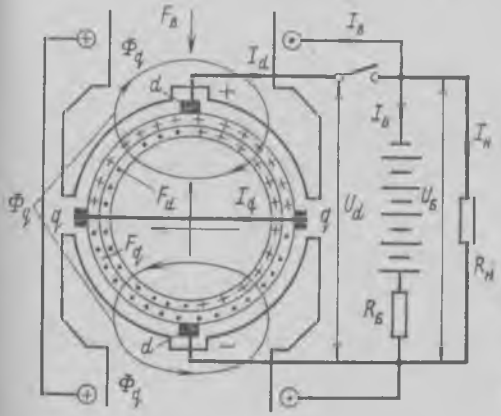


Рис. 65-4. Генератор с поперечным возбуждением.

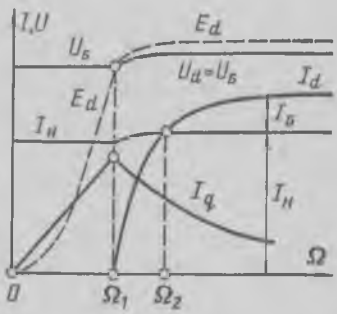


Рис. 65-5. Характеристики генератора поперечного поля при параллельной работе с аккумуляторной батареей.

по отношению к МДС $F_в$. Это приводит к уменьшению продольного потока $\Phi_d = \Lambda_d (F_в - F_d)$ и сдерживает увеличение поперечной и продольной ЭДС при возрастании угловой скорости

$$E_q = c_0 \Lambda_d \Omega (F_в - k_2 I_d); \quad E_d = k_3 \Omega^2 (F_в - k_2 I_d)/R_я.$$

Вводя ЭДС E_q в уравнение для тока I_d, не трудно получить зависимость этого тока от угловой скорости

$$I_d = (E_{dв} - U_б)(R_я + k_2 k_3 \Omega^2/R_я)^{-1},$$

где $E_{dв} = k_3 \Omega^2 F_в/R_я$ — продольная ЭДС от тока возбуждения $I_в$, и убедиться в том, что ток I_d стремится к определенному пределу

$$I_{d\,\infty} \underset{(\Omega \to \infty)}{=} F_в/k_2.$$

Легко проверить, что МДС, образуемая предельным током $F_{d\,\infty} = I_{d\,\infty} k_2 = F_в$, полностью компенсирует МДС возбуждения.

Для обеспечения зарядки аккумуляторной батареи ток $I_{d\,\infty}$ должен несколько превышать зарядный ток $I_б$ и ток нагрузки $I_н$. При угловой скорости

$$\Omega_1 = \sqrt{U_б R_я/(F_в k_3)},$$

когда $E_{dв} = U_б$, ток $I_d = 0$. При угловой скорости Ω_2 ток $I_d = I_н$. В интервале скоростей $\Omega_1 < \Omega < \Omega_2$, когда $I_d < I_н$, нагрузку питают совместно генератор и батарея, причем от батареи потребляется ток $I_б = I_н - I_d$. При угловых скоростях $\Omega > \Omega_2$ генератор полностью принимает на себя питание нагрузки и производит зарядку батареи током $I_б = I_d - I_н$.

Характеристики рис. 65-5 построены с учетом влияния внутреннего сопротивления батареи $R_б$, которое проявляется в некотором увеличении напряже-

ния на щетках $d-d$ и на батарее $U_d = U_б = E_б + I_б R_б$ и тока нагрузки $I_н = U_б/R_н$ с ростом угловой скорости, которое приводит к необходимости небольшого увеличения скорости Ω_2, найденной при $R_б = 0$.

Полярность щеток $d-d$ генератора не зависит от направления вращения якоря. Это свойство генератора особенно ценно при его использовании для электроснабжения вагонов, которые могут перемещаться в двух возможных направлениях. Однако в настоящее время генераторы этого типа начинают вытесняться более надежными бесконтактными генераторами постоянного тока с полупроводниковыми выпрямителями.

65-5. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Генераторы постоянного тока (наряду с усилителями других типов: электронными, полупроводниковыми, магнитными) могут быть применены в системах автоматики для усиления мощности, получаемой от различных измерительных элементов (датчиков).

1) Генератор с независимым возбуждением как усилитель. Усиление мощности примерно в 50—100 раз может быть получено с помощью генератора независимого возбуждения, приводимого во вращение приводным электродвигателем с постоянной скоростью $\Omega = \text{const}$. На вход (обмотку возбуждения) такого усилителя поступает входная мощность (или мощность управления) $P_{вх} = I_{вх}U_{вх}$; с его выхода (обмотки якоря) снимается выходная мощность $P_{вых} = I_{вых}U_{вых}$, превосходящая входную в $k_у = 50 \div 100$ раз, где $k_у = P_{вых}/P_{вх}$ — коэффициент усиления. Усиление мощности происходит за счет мощности $(P_{вых} - P_{вх})/\eta_у$, получаемой от приводного двигателя (здесь $\eta_у$ — КПД усилителя).

Если магнитная цепь электромашинного усилителя (ЭМУ) не насыщена и остаточное напряжение мало, то $k_у = \text{const}$ и в установившемся режиме $P_{вых} \sim P_{вх}$. Запаздывание изменения $P_{вых}$ при изменении $U_{вх}$ зависит от постоянных времени обмоток ЭМУ. Оно может быть найдено с помощью некоторой эквивалентной постоянной времени $T_у$, характеризующей быстродействие ЭМУ в целом. Для ослабления замедляющего действия вихревых токов, индуктируемых при переходных процессах, магнитопровод ЭМУ собирается из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,35—0,5 мм.

2) Двухъякорный ЭМУ. Существенно большее усиление мощности может быть получено в двухступенчатом двухъякорном ЭМУ, представляющем собой каскадное включение двух генераторов постоянного тока. В этом ЭМУ управляющий сигнал с входной мощностью $P_{вх}$ подается на обмотку возбуждения первого генератора; якорь этого генератора питает обмотку возбуждения второго генератора; выходная мощность $P_{вых}$ с якоря второго генератора передается управляемому объекту. Такие двухмашинные ЭМУ выпускаются фирмой «Сименс-Шуккерт» (ФРГ) под названием «р а п и д и н». С целью уменьшения массы и габаритных размеров якоря обоих генераторов размещены на одном валу, а их магнитные системы укреплены в общем корпусе. Коэффициент усиления рапидина

равен произведению коэффициентов усиления его ступеней $k_у = k_{у1}k_{у2}$ (он достигает примерно 10 000).

3) Одноякорный ЭМУ с поперечным возбуждением. Такие же, как в двухъякорном ЭМУ, коэффициенты усиления удается получить в одноякорном ЭМУ с поперечным возбуждением (амплидине), предложенном фирмой «Дженерал электрик» (США). Этот ЭМУ представляет собой генератор с поперечным возбуждением в неявнополюсном исполнении, якорь которого приводится во вращение электродвигателем со скоростью $\Omega = \text{const}$ (см. § 65-4). Схема ЭМУ с поперечным возбуждением показана на рис. 65-6. Продольный поток управления $\Phi_у$ образуется током $I_у$ в обмотке управления *ОУ*. Этот поток индуктирует в короткозамкнутой цепи поперечных щеток $q - q$ ЭДС $E_q = c_0\Omega\Phi_у$, под действием которой возникает ток I_q. Протекая по обмотке якоря и по поперечной подмагничивающей обмотке *ПО*, этот ток образует МДС $F_q + F_{qп}$ и создает поперечный поток $\Phi_q = \Lambda_q (F_q + F_{qп}) = k_1 I_у$. Поток Φ_q индуктирует ЭДС $E_d = c_0\Omega\Phi_q$ в выходной цепи щеток $d - d$. Если эта цепь замкнута на нагрузку, в ней появляется ток $I_{вых} = I_d = E_d/(R_н + R_я)$ и на выходных выводах устанавливается напряжение $U_d = E_d - R_я I_d = U_{вых}$. Коэффициент усиления ЭМУ $k_у = U_{вых}I_{вых}/U_у I_у$, где $U_у = I_у R_у$.

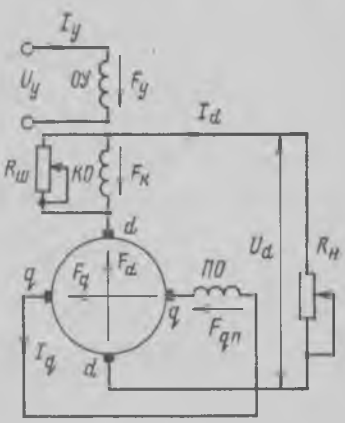


Рис. 65-6. ЭМУ с поперечным возбуждением.

Продольная МДС F_d, образованная током I_d, компенсируется МДС F_k компенсационной обмотки *КО* (см. § 64-11). Благодаря компенсационной обмотке продольное поле в ЭМУ создается только током управления $I_у$ и ток I_d не оказывает на это поле размагничивающего действия, как в генераторе с поперечным полем (см. § 65-4). Точная настройка компенсационной обмотки, при которой $F_к = F_d$, производится резистором $R_ш$. Это может быть осуществлено, если компенсационная обмотка рассчитана на некоторую перекомпенсацию, т. е. $F_к > F_d$ при $R_ш = \infty$. Подмагничивающая обмотка *ПО* уменьшает ток I_q, требуемый для создания необходимого потока Φ_q, улучшая тем самым условия коммутации щеток $q - q$ (см. § 64-11). Дополнительные полюсы устанавливаются только в зоне секций, коммутируемых щетками $d - d$. Обмотка дополнительных полюсов (на рисунке не показана) включается последовательно с компенсационной обмоткой *КО*. Для уменьшения остаточного напряжения и влияния гистерезиса в ЭМУ иногда применяют размагничивающую обмотку, намотанную вокруг ярма статора и питаемую переменным током. Эта обмотка образует переменный поток, замыкающийся по ярму статора.

ЭМУ с поперечным возбуждением мощностью до 20 кВт выпускаются в СССР серийно. Их коэффициент усиления может достигать 10 000. В отдельных случаях изготовлялись ЭМУ мощностью до 100 кВт.

65-6. ДВИГАТЕЛИ С БЕСПАЗОВЫМ И С ПЕЧАТНЫМ ЯКОРЕМ

В двигателях с беспазовым якорем обмотка располагается не в пазах зубчатого магнитопровода, как в обычных машинах постоянного тока, а укрепляется на гладкой цилиндрической ферромагнитной поверхности (рис. 65-7, *а*). Такую конструкцию удалось реализовать после появления изоляционных материалов, с помощью которых обмотка может быть надежно прикреплена к гладкому магнитопроводу (стеклолента, эпоксидные и другие смолы). Отсутствие пазов позволяет почти в 2 раза увеличить индукцию в зазоре. Благодаря вынесению обмотки в зазор в несколько раз снижаются ее индуктивность и индуктивность коммутируемой секции, что дает возможность получить приемлемую по условиям коммутации реактивную ЭДС (см. § 64-11) при существенно повышенной линейной нагрузке якоря. Поэтому диаметр якоря в такой машине может быть значительно уменьшен и получены не только малая индуктивность и электромагнитная постоянная времени якоря, но и пониженные момент инерции и электромеханическая постоянная времени якоря. Эти свойства двигателя с беспазовым якорем оказываются весьма ценными при использовании его в качестве быстродействующего исполнительного двигателя в системах автоматического управления.

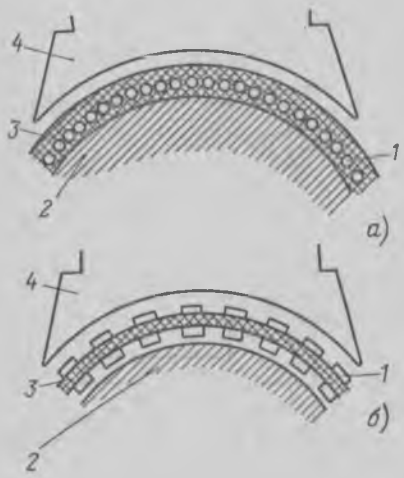


Рис. 65-7. Двигатели с беспазовым (*а*) и с печатным (*б*) якорем.

1 — проводники обмотки якоря; *2* — гладкий магнитопровод якоря; *3* — изоляционный материал; *4* — полюс.

Вместе с тем вынесение обмотки на наружную поверхность магнитопровода увеличивает в несколько раз немагнитный зазор. Для создания в этом немагнитном промежутке увеличенной в 2 раза индукции требуется значительно бо́льшая, чем обычно, МДС обмотки возбуждения. Обмотка возбуждения занимает так много места, что машина с гладким якорем имеет бо́льшую массу, чем обычная машина с зубчатым якорем. Исполнительные двигатели этого типа изготовляются мощностью до нескольких киловатт.

Большим быстродействием обладают также исполнительные двигатели с печатным якорем (рис. 65-7, *б*). В этих двигателях магнитопровод якоря *2* делается неподвижным; ротор представляет собой полый изоляционный цилиндр *3*, на наружной и внутренней поверхностях которого приклеены проводники обмотки якоря *1*. Название двигателей связано с тем, что лентообразные проводники обмотки в принятой технологии создаются фотохимическим способом, используемым в полиграфической промышленности для изготовления печатных клише. Кроме цилиндрического исполнения (рис. 65-7, *б*) встречается также торцевое исполнение этих двигателей, в котором ротор представляет собой изоляционный диск с приклеенными к нему проводниками.

В двигателях цилиндрического исполнения коллектор имеет обычную конструкцию; в двигателях торцевого исполнения коллектором служит специально выделенная для этой цели зона активной части проводников якоря. Благодаря улучшенным условиям охлаждения плотность тока в проводниках якоря может достигать 30—40 А/мм². Электромагнитные свойства двигателя аналогичны свойствам двигателя с беспазовым якорем. Двигатели могут иметь мощность от единиц до сотен ватт. Область их применения — системы автоматического управления, в которых требуется особенно высокое быстродействие. Поскольку в рассматриваемых машинах проводники якоря располагаются в немагнитном промежутке, где амплитуда индукции достигает 2 Тл, в них индуктируются вихревые токи, в сотни раз большие, чем при размещении проводников в пазах, где амплитуда индукции не превосходит 0,02—0,05 Тл. Для снижения добавочных потерь в проводниках должны приниматься специальные меры (например, уменьшение тангенциальных размеров элементарных проводников).

65-7. УНИПОЛЯРНЫЕ МАШИНЫ

Униполярные или одноименнополюсные машины отличаются от всех прочих машин постоянного тока тем, что в их якоре сразу генерируется ЭДС постоянного направления. Поэтому в них отсутствует преобразователь частоты, который имеется в том или ином виде во всех обычных разноименнополюсных машинах постоянного тока. Одно из возможных исполнений униполярного генератора постоянного тока показано схематически на рис. 65-8. Якорь (ротор) *1* генератора представляет собой массивное стальное тело, вращающееся в поле возбуждения $\Phi_в$. Это поле создается неподвижными катушками *3* кольцевой обмотки возбуждения и замыкается, дважды пересекая зазор, по кольцевому магнитопроводу *2* и ферромагнитному телу ротора *1*. Поле получается симметричным и в активной зоне (между щетками *4*) образуется кольцевой полюс определенной полярности (в данном случае *N*). Поэтому во всех осевых элементах ротора, размещающихся между неподвижными щетками, индуктируется одна и та же постоянная ЭДС. $E = Bl_б v$, где B —

индукция в зазоре, $l_б$ — расчетная длина активной зоны, v — окружная линейная скорость на наружной поверхности ротора. Если к щеткам будет присоединено сопротивление нагрузки $R_н$, под действием ЭДС E возникнет ток $I_я$, который поровну распределится между параллельно включенными осевыми элементами проводящего тела ротора (предполагается, что щетки равномерно размещены вокруг контактных колец). Как и в обычных машинах постоянного тока, МДС якоря оказывает размагничивающее действие на поле возбуждения, однако в униполярной машине, если не принять специальных мер, это влияние оказывается более заметным. Это связано с тем,

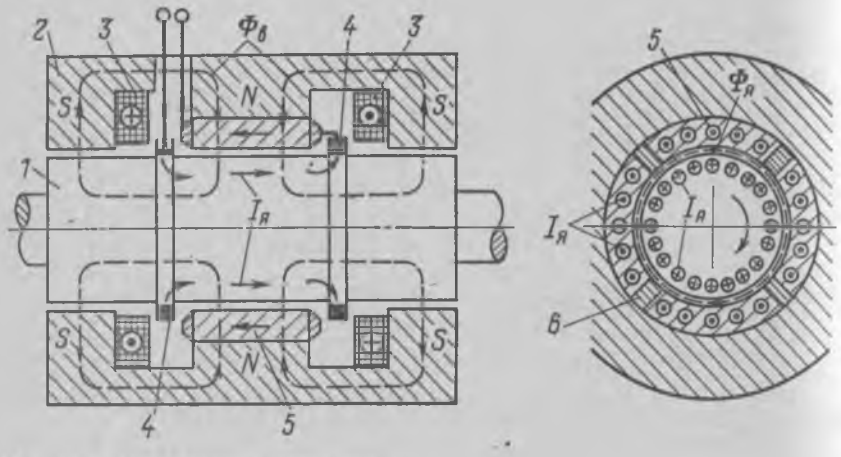


Рис. 65-8. Униполярный генератор.

что поле якоря, линии которого имеют форму окружностей, замыкается в пределах тел ротора или статора, обладающих малым магнитным сопротивлением. Поэтому под действием МДС якоря может образоваться тангенциальный поток $Ф_н$, сильно насыщающий тела ротора и статора и существенно уменьшающий поле возбуждения $Ф_в$. Для уменьшения влияния МДС якоря применяется компенсационная «обмотка» *5* (рис. 65-8) и радиальные немагнитные вставки из немагнитной стали *6*. Аналогичные немагнитные вставки могут быть сделаны в теле ротора. Имеется также ряд других исполнений униполярных машин.

Униполярные генераторы применяются для получения больших токов (до $1{,}5 \cdot 10^5$ А в длительном режиме и $1{,}8 \cdot 10^6$ А в импульсе) при низких напряжениях (1—100 В в длительном режиме, до 800 В в импульсе). Машины предельной мощности выполняются с жидкометаллическим токосъемом (натрий, калий). В указанном диапазоне токов и напряжений униполярные генераторы превосходят по своим технико-экономическим показателям коллекторные (в униполярных машинах отсутствуют основные и добавочные магнитные потери

и многие другие добавочные потери). Области применения униполярных генераторов: электролиз, питание электромагнитов ускорителей, электромагнитных кондукционных насосов (см. § 65-8).

65-8. МАГНИТОГИДРОДИНАМИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Магнитогидродинамическими называют электромеханические преобразователи, действие которых связано с перемещением жидкости или газа в магнитном поле. Простейшим магнитогидродинамическим двигателем является электромагнитный насос постоянного тока, предназначенный для перемещения жидких металлов (рис. 65-9). В этом насосе канал *1* с проводящей жидкостью (обычно расплавленными металлами: ртутью, литием, натрием, калием и др.) помещается между полюсами *N* и *S* электромагнита *2*. С помощью электродов *4*, питающихся от внешнего источника с напряжением *U* и контактирующих с проводящей жидкостью, через нее пропускается постоянный ток *I*. Поскольку ток подводится к жидкости через электрический контакт, т. е. кондуктивно, такой насос называется кондукционным. На элементарные объемы жидкости *dV* действуют электромагнитные силы $d\boldsymbol{N} = \boldsymbol{JB}\,dV$. Под влиянием появившегося напора жидкость приходит в движение со скоростью *v*, при которой наблюдается равновесие напряжений, т. е. $U - E = R_ж I$, где $E = Bl_δ v$. Эта скорость зависит от гидравлического сопротивления тракта, по которому циркулирует проводящая жидкость (гл. 36).

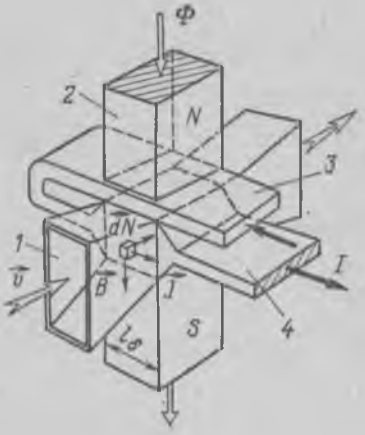


Рис. 65-9. Электромагнитный насос постоянного тока.

Для ослабления размагничивающего влияния поперечного поля, образованного током *I*, между полюсом и каналом помещается компенсационная шина *3*, по которой во встречном направлении протекает тот же ток *I*.

Основное достоинство электромагнитных насосов — отсутствие движущихся частей, что открывает возможность полной герметизации гидравлического тракта. Благодаря этим особенностям они получили применение в установках с ядерными реакторами для создания циркуляции жидкометаллических теплоносителей, с помощью которых отводится тепло от реакторов.

Для питания насосов постоянного тока требуется источник с очень большой силой тока и небольшим напряжением. Для этой цели наиболее подходят униполярные генераторы.

МГД-двигатели постоянного тока в виде плазменных двигателей, по-видимому, найдут применение в космических ракетах для создания небольшой силы тяги при перемещении на больших расстояниях от планет. В этих двигателях в качестве рабочего тела используется плазма, т. е. высокотемпературный (2000—4000°С и более) ионизированный электропроводящий газ. МГД-машины, как и другие электромеханические преобразователи, обратимы. Поэтому они могут использоваться и для генерирования электрической энергии. Так, с помощью преобразователя по рис. 65-9 может быть получен постоянный ток. Для этого через его канал *1* нужно пропускать со скоростью v проводящие жидкость или газ. Если в канале будет создано магнитное поле с индукцией B, на электродах наведется ЭДС $E = Bl_{\delta}v$ и при замыкании цепи «якоря» на сопротивление нагрузки $R_{н}$ появится ток $I = E/(R_{н} + R_{я})$. В настоящее время плазменные МГД-генераторы уже применяются для генерирования весьма больших мощностей в импульсе.

В настоящее время в СССР проводятся широко поставленные исследования, направленные на создание мощных МГД-генераторов, с помощью которых может быть существенно увеличен КПД тепловых электростанций. В качестве рабочего тела в таких генераторах будет использоваться проводящая ионизированная плазма, полученная при сжигании обычного топлива или путем нагревания газа в ядерных реакторах.

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ШЕСТАЯ

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

66-1. ДВУХЪЯКОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Наряду со статическими преобразователями, не содержащими вращающихся частей (трансформаторами, ионными и полупроводниковыми преобразователями), для преобразования электрической энергии одного вида в другой применяются электромашинные преобразователи тока. С их помощью могут быть преобразованы частота тока, напряжение, число фаз и др. Электромашинные преобразователи тока встречаются в двух исполнениях: двухъякорном и одноякорном.

Двухъякорный преобразователь состоит из двух машин, соединенных механически, но электрически не связанных между собой. Встречаются также исполнения, в которых обе машины размещены в одном корпусе, а их роторы укреплены на общем валу. Поскольку при преобразовании одна из машин, потребляющая энергию из первичной сети, работает в режиме двигателя, а вторая — в режиме генератора, двухъякорный преобразователь называют также двигателем-генератором. Наибольшее распространение получили двухъякорные преобразователи переменного тока в постоянный. В таком

преобразователе в качестве двигателя используется асинхронная или синхронная машина.

Если требуется получить неизменное постоянное напряжение, генератор постоянного тока можно выполнить с параллельным или смешанным возбуждением. При необходимости плавного регулирования напряжения в широких пределах применяется независимое возбуждение генератора.

Электромашинный преобразователь обратим и при питании от сети постоянного тока он может служить источником переменного тока с плавным регулированием частоты за счет изменения частоты вращения машины постоянного тока, работающей в режиме двигателя.

Двигатели-генераторы как источники постоянного тока с плавно регулируемым напряжением находят применение в самых различных областях, конкурируя с полупроводниковыми преобразователями. Они применяются в так называемых агрегатах Леонарда для питания двигателей с якорным управлением. С помощью двухъякорного преобразователя с генератором постоянного тока в обычном или униполярном исполнении могут быть получены весьма большие токи, необходимые для целей электролиза.

Однако наряду с положительными качествами (широкие пределы регулирования напряжения, надежность в работе, возможность сборки преобразователя из серийных машин) двухъякорные преобразователи обладают некоторыми недостатками. По сравнению с одноякорными преобразователями они имеют более низкий КПД (общий КПД равен произведению КПД двигателя и генератора), бо́льшую стоимость и бо́льшие габаритные размеры.

66-2. ОДНОЯКОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Одноякорный преобразователь этого типа предназначен для преобразования напряжения постоянного тока. Благодаря более высокому КПД, меньшим габаритным размерам и стоимости его применение вместо соответствующего двухъякорного преобразователя дает существенный экономический эффект. От обычной машины постоянного тока одноякорный преобразователь отличается только тем, что на его якоре размещаются две электрически несвязанные обмотки *1* и *2*, присоединенные к двум коллекторам (рис. 66-1). Щетки первичной обмотки *1* присоединяются к сети постоянного тока с напряжением U_1, и со стороны этой обмотки преобразователь работает как двигатель, потребляя из сети ток I_1. При этом якорь приходит во вращение с угловой скоростью $\Omega = (U_1 - R_{я1} I_1) / (c_{o1} \Phi)$. Со стороны вторичной обмотки *2* преобразователь работает как генератор, питая током I_2 сопротивление нагрузки $R_н$, присоединенное к щеткам этой обмотки. Продольный поток Ф образуется в преобразователе обмоткой возбуждения, включенной обычно на напряжение U_1.

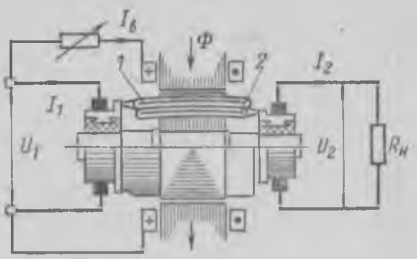


Рис. 66-1. Одноякорный преобразователь постоянного тока.

большая часть поперечной МДС F_{2q} оказывается в значительной мере скомпенсированной встречно направленной поперечной МДС F_{1q} от тока $I_{1q} = I_1 \cos \beta \approx \approx I_1 \cos \varphi$, МДС дополнительных полюсов $F_д$ может быть выбрана заметно меньшей, чем в обычной машине постоянного тока.

В свое время одноякорные преобразователи повсеместно применялись для генерирования постоянного напряжения, необходимого для трамваев, троллейбусов и электрифицированного железнодорожного транспорта. Они вытеснены сначала ртутными, а затем полупроводниковыми (тиристорными) выпрямителями и используются лишь в специальных случаях. Одноякорный преобразователь применяется также в режиме обратного преобразования в качестве источника переменного тока с регулируемой частотой (например, для питания группового электропривода).

На небольших судах одноякорный преобразователь, приводимый во вращение посторонним двигателем, служит генератором переменного и постоянного тока. При этом для получения стандартных напряжений на якоре помещают отдельные обмотки для переменного и постоянного тока. Наконец, нашли применение небольшие синхронные генераторы переменного тока, в которых обмотка возбуждения питается через щетки от коллектора, присоединенного к обмотке якоря.

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ СЕДЬМАЯ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ КОММУТАТОРАМИ

67-1. РАЗНОВИДНОСТИ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ КОММУТАТОРАМИ

Надежность работы щеточно-коллекторного узла машины постоянного тока зависит от ряда факторов и в первую очередь определяется электромагнитными нагрузками машины, условиями коммутации, качеством изготовления узла, параметрами окружающей среды, интенсивностью механического износа коллектора и щеток.

Достаточно высокая надежность щеточно-коллекторного узла достигается за счет увеличения размеров активных частей, применением дефицитных материалов, повышением точности механической обработки и пр., что в конечном счете приводит к возрастанию массы, габаритных размеров, момента инерции ротора и стоимости машины. В агрессивных средах и при большой высоте над уровнем моря (см. § 64-11) щеточный контакт вообще неработоспособен.

Поэтому вполне понятно стремление заменить механический коммутатор другим более совершенным. Первые машины с коммутирующимися устройствами на ртутных выпрямителях, тиратронах или игнитронах появились в конце 20-х годов. Они использовались как генераторы постоянного тока в системах возбуждения турбогенераторов. Вентильный двигатель был предложен Керном в 1933 г.

В СССР в 1934—1937 гг. эти работы были существенно развиты в результате исследований Завалишина, Вегнера, а затем Бутаева-Эттингера. Однако в те годы получили некоторое распространение только вентильные генераторы на ртутных выпрямителях. Новые

возможности развития вентильных двигателей и генераторов постоянного тока открылись после изобретения в 1948 г. транзисторов.

Рассмотрим существующие в настоящее время разновидности вентильных машин постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами (МППК), которые практически вытеснили ионные вентили. Наиболее просто выполняются генераторы постоянного тока с ППК, предназначенные для эксплуатации исключительно в генераторном режиме (при не особенно высоких требованиях к качеству выпрямления). В качестве такого генератора обычно используется трехфазная синхронная машина, обмотка якоря которой включается на нагрузку через выпрямительный мост. Схема генератора с ППК показана на рис. 67-1 (в цепях включенных вентилей показаны стрелки).

В ней используются неуправляемые вентили или (в более мощных установках) управляемые тиристоры. Регулирование напряжения на выходе схемы может осуществляться изменением тока возбуждения генератора или угла включения тиристоров. Выпрямленное напряжение содержит довольно заметную переменную составляющую. В тех случаях, когда это нежелательно, генератор должен быть выполнен с многосекционной замкнутой обмоткой (по аналогии с двигателем § 67-3).

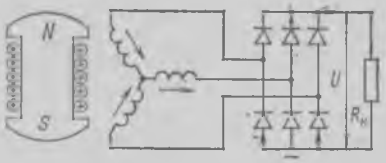


Рис. 67-1. Генератор постоянного тока с полупроводниковым коммутатором.

В МППК с электромагнитным возбуждением, обмотка якоря которой неподвижна, остается скользящий контакт в цепи обмотки возбуждения. Полная бесконтактность машины постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами достигается при следующих конструктивных исполнениях синхронной машины: а) возбуждение от постоянных магнитов (см. § 63-5); б) когтеобразная конструкция магнитопровода ротора с неподвижными кольцевыми катушками возбуждения (см. § 63-3); в) питание обмотки возбуждения через вращающиеся выпрямители от якоря возбудителя переменного тока, укрепленного на том же валу (см. § 52-2).

Двигатель постоянного тока с ППК представляет собой синхронный двигатель, питающийся от сети постоянного тока через полупроводниковый инвертор. При независимом управлении инвертором, когда частота на его выходе не зависит от режима работы, двигатель обладает всеми свойствами обычного синхронного двигателя (см. § 62-4). Характеристики, присущие коллекторным двигателям постоянного тока (см. § 64-13), могут быть получены только при зависимом управлении ППК от датчика положения ротора (ДПР). Свойства таких двигателей зависят от следующих факторов: а) способа коммутации (выключения) управляемых вентилей; б) схемы соединения полупроводниковых вентилей и секций обмотки;

в) количества секций; г) возможности изменения направления тока в секции.

В двигателях с ППК малой мощности (до нескольких сотен ватт) применяется коммутация с помощью транзисторов (см. § 67-2). В более крупных двигателях используются управляемые полупроводниковые вентили — тиристоры, выключение которых осуществляется с помощью различных конденсаторных схем. Серьезный недостаток этого вида коммутации — наличие батареи конденсаторов, соизмеримой по массе и габаритным размерам с самим двигателем. Наиболее перспективными для регулируемого электропривода являются двигатели с замкнутой многосекционной обмоткой и с управляемыми вентилями, коммутируемыми ЭДС вращения (см.

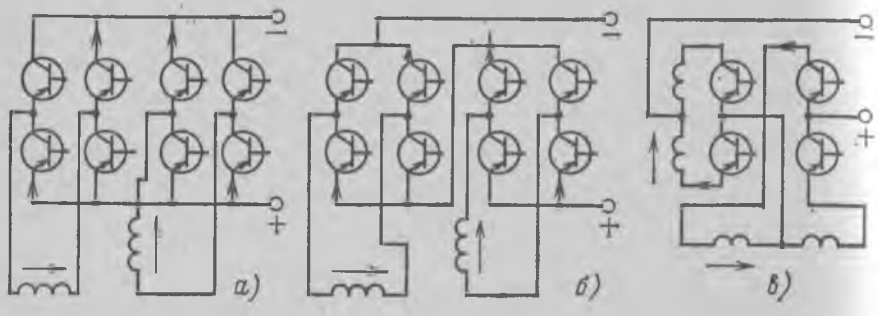


Рис. 67-2. Последовательные и параллельные обмотки бесконтактных двигателей.

а — двухсекционная параллельная обмотка с реверсивным питанием; *б* — двухсекционная последовательная обмотка с реверсивным питанием; *в* — четырехсекционная последовательная обмотка с нереверсивным питанием.

§ 67-3). В двигателях с ППК могут быть применены обмотки следующих типов: замкнутые, лучевые, последовательные и параллельные [69, 70]. Наиболее совершенна (особенно при достаточно большом количестве секций) замкнутая обмотка с реверсивным питанием (рис. 67-7), при которой двигатель обладает свойствами коллекторного двигателя постоянного тока. Однако при малом числе секций (менее 5) по замкнутому контуру этой обмотки могут циркулировать высшие гармонические токов, вызывающие заметные добавочные потери. Такие же характеристики при одинаковом числе секций имеет лучевая обмотка с реверсивным питанием (рис. 67-1). При трехсекционном исполнении из-за меньших добавочных потерь лучевая обмотка предпочтительнее замкнутой. Наоборот, при большом числе секций лучше применять замкнутую обмотку, так как в ней вентили работают в более легких условиях.

Лучевые трехсекционные (рис. 67-3) и четырехсекционные обмотки с нереверсивным питанием имеют коммутатор, состоящий всего из трех (или четырех) силовых ключей, и применяются в двигателях малой мощности (примерно до 100 Вт), КПД которых может

быть пониженным (0,5—0,6 при трех секциях; 0,6—0,7 при четырех). Главное их преимущество — простота и минимальные размеры схемы коммутатора.

Параллельные и последовательные обмотки с реверсивным питанием (рис. 67-2, *а*, *б*) при числе секций, большем двух, равноценны по своим свойствам замкнутым или лучевым обмоткам, но требуют в 2 раза больше силовых ключей. Двухсекционные обмотки этих типов имеют то же количество ключей и те же характеристики, что и четырехсекционные замкнутые или лучевые обмотки.

Последовательная четырехсекционная обмотка с нереверсивным питанием (рис. 67-2, *в*) равноценна в электромагнитном отношении последовательной двухсекционной обмотке по рис. 67-2, *б*, но требует в 2 раза меньше силовых ключей, и в 2 раза больше места для размещения обмоток (каждая секция работает только в одном направлении).

Параллельные одно- и двухсекционные обмотки с нереверсивным питанием не обеспечивают пуск двигателя при произвольном положении ротора и могут применяться только при наличии специальных устройств, обеспечивающих остановку ротора в нужном положении.

67-2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Один из наиболее просто устроенных двигателей этого типа схематически изображен на рис. 67-3. В двигателе применена лучевая обмотка якоря с тремя секциями (*ОЯ1*, *ОЯ2*, *ОЯ3*), сдвинутыми в пространстве на 120°. Поле возбуждения создается вращающимся постоянным магнитом N — S. Поскольку секции питаются нереверсивно, транзисторный коммутатор состоит всего из трех одинаковых ключей с силовыми транзисторами T_1, T_2, T_3. Входным сигналом для ключей является напряжение, снимаемое со вторичных обмоток (*ВО1*, *ВО2*, *ВО3*) трансформаторов датчика положения ротора *ДПР*. К первичным обмоткам *ОВ* этих трансформаторов подводится переменное напряжение прямоугольной формы от генератора переменного напряжения *ГПН*. Генератор работает на частоте $f_{гп}$, в 10—20 раз превышающей частоту токов в секциях $f_{max} = p\Omega_{max}/(2\pi)$ при максимальной угловой скорости двигателя. Эта частота обычно лежит в диапазоне 3000—7000 Гц, например при $\Omega_{max} = 1000$ рад/с, $p = 1$ $f_{гп} \geqslant 1650 \div 3300$ Гц. В качестве *ГПН* используются транзисторные преобразователи постоянного напряжения в переменное напряжение прямоугольной формы.

Датчик положения ротора *ДПР* может иметь различные исполнения, но наиболее приемлем дифференциальный трансформаторный датчик с вращающимся магнитным якорем, изображенный схематически на рис. 67-3. Число трансформаторов в датчике соответствует числу управляемых транзисторных ключей. Каждый трансформатор (рис. 67-4) имеет Ш-образный магнитопровод C, на край-

них стержнях которого размещаются встречно-последовательно включенные катушки обмотки возбуждения *ОВ1* и *ОВ2*. Потоки, образованные катушками возбуждения, замыкаются через средний стержень, на котором размещается выходная обмотка *ВО*. Якорь *Я* выполнен так, что в зоне правого крайнего стержня и в зоне среднего стержня он имеет цилиндрическую форму, а в зоне левого крайнего стержня на поверхности якоря имеются симметрично расположенные секторные выемки с электрическим углом β. Число этих выемок равно числу пар полюсов индуктора p, и каждая из них занимает угол β/p. В двухполюсной машине по рис. 67-3 выемка выполнена в виде сектора с углом β.

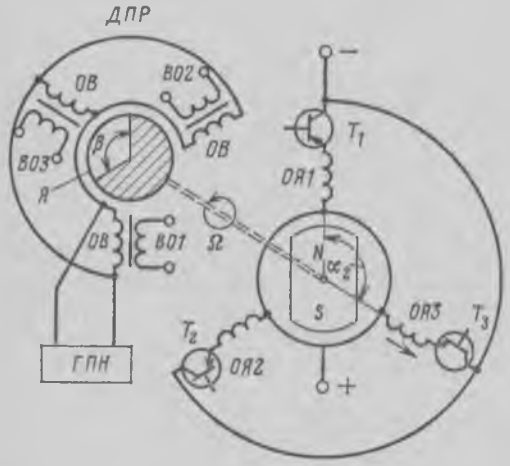


Рис. 67-3. Транзисторный двигатель постоянного тока с трехсекционной обмоткой якоря нереверсивного питания.

В положении, когда под всеми стержнями находится гладкая цилиндрическая поверхность и немагнитные зазоры везде одинаковы, встречно направленные потоки в среднем стержне уравновешиваются и ЭДС выходной обмотки равна нулю. Наоборот, в положении, когда напротив левого стержня располагается секторная выемка, равновесие нарушается и в выходной обмотке индуктируется максимальная ЭДС.

Сигналы в виде выпрямленных напряжений обмоток *ВО1*, *ВО2*, *ВО3* управляют соответствующими силовыми транзисторными ключами T_1, T_2, T_3. При отсутствии сигнала (ЭДС выходной обмотки равна нулю) транзистор заперт. При появлении сигнала транзистор открывается, подключая секцию к источнику питания, и остается открытым вплоть до его исчезновения.

Очередность и время подключения секций к источнику питания определяются угловым положением трансформаторов датчика и угловым размером β секторной выемки, называемой сигнальным сектором. Поскольку якорь ДПР механически связан с индуктором, транзисторный коммутатор выполняет роль щеточно-коллекторного узла, подключая k-ю секцию к источнику питания на время, когда индуктируемая в ней ЭДС e_k направлена встречно по отношению к напряжению источника.

Электродвижущая сила секции пропорциональна средней индукции B_k в зоне размещения ее проводников и угловой скорости Ω индуктора, $e_k = c_c B_k \Omega$, где $c_c = 2\omega_c l_\delta R$ — постоянный коэффициент,

зависящий от расчетной длины l_δ, радиуса R якоря и количества витков в секции w_c. Учитывая основную гармоническую индукцию в зазоре, можно выразить индукцию B_k в функции углового положения секции, $B_k = B_m \sin \alpha_k$, где B_m — максимальное значение средней индукции, $\alpha_k = \omega t = p\Omega t$ — электрический угол между осью секции и осью поля возбуждения (на рис. 67-3 показан угол $\alpha_k = \alpha_3$). Под действием разности напряжения источника U и индуктированной ЭДС e_k в k-й секции, подключенной к источнику, появляется ток i_k, который может быть найден с помощью дифференциального уравнения равновесия напряжений

$$U - e_k = Ri_k + L\,di_k/dt,$$

где L — индуктивность секции с учетом влияния других секций;
R — омическое сопротивление секции.

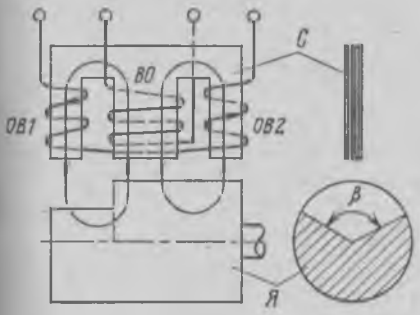


Рис. 67-4. Трансформаторный датчик положения ротора.

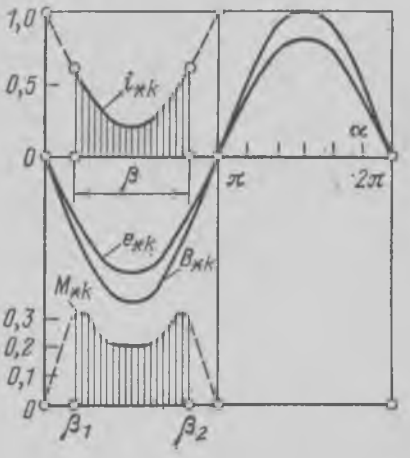


Рис. 67-5. Ток и вращающий момент секции транзисторного двигателя при $\Omega_* = 0{,}8$.

Пренебрегая индуктивностью секции, получим весьма простое выражение для мгновенного тока секции $i_k = (U - e_k)/R$, справедливое при $U > e_k$, если на ключ T_k поступает сигнал и транзистор T_k включен.

При взаимодействии тока i_k с магнитным полем появляется мгновенный электромагнитный момент $M_k = c_c i_k B_k$. Ток i_k и момент M_k при $\Omega = \text{const}$ показаны в относительной форме на рис. 67-5. Они отличаются от нуля на части периода β, когда на транзистор T_k поступает сигнал и угол α лежит в диапазоне $\beta_1 < \alpha < \beta_2$, где $\beta_1 = \pi/2 - \beta/2$; $\beta_2 = \beta/2 + \pi/2$. Эта зона на рисунке заштрихована.

Для того чтобы провести все необходимые выкладки в критериальной форме, примем следующую систему взаимно согласованных базисных величин: $e_\delta = U$; $i_\delta = U/R$; $B_\delta = B_m$; $\Omega_\delta = U/(c_c B_m)$; базисный вращающий момент секции $M_{k\delta} = c_c B_m i_\delta$; базисный вра-

щающий момент двигателя $M_б = SM_{kб}$, где $S = 3$ — число секций; базисная мощность двигателя $P_б = M_б\Omega_б$. Тогда, опустив индекс k при α и положив $\alpha_k = \alpha$, получим следующие выражения для величин в относительных единицах: угловая скорость $\Omega_* = \Omega/\Omega_б$; индукция $B_{*k} = B_k/B_m = \sin\alpha$; ЭДС $e_{*k} = e_k/U = e_k/(c_c B_m \Omega_б) = \Omega_* \sin\alpha$; ток $i_{*k} = i_k/i_б = 1 - \Omega_* \sin\alpha$; вращающий момент секции $M_{*k} = M_k/M_{kб} = i_{*k}B_{*k}$. Ток протекает по секции при $\beta_1 < \alpha < \beta_2$, поэтому средний вращающий момент секции

$$M_{k,\,ср} = \frac{1}{2\pi}\int_{\beta_1}^{\beta_2} M_k\, d\alpha$$

и средний момент двигателя $M = SM_{k,\,ср}$. Выражая средний момент двигателя в относительных единицах, получаем:

$$M_* = \frac{M}{M_б} = \frac{1}{2\pi}\int_{\beta_1}^{\beta_2} B_{*k} i_{*k}\, d\alpha = \frac{1}{\pi}\sin\frac{\beta}{2} - \frac{\Omega_*}{4\pi}(\beta + \sin\beta).$$

Для того чтобы судить о КПД двигателя, рассчитаем средние электрические потери в секции якоря

$$P_{*э} = \frac{P_э}{P_б} = \frac{S}{P_б}\left[\frac{1}{2\pi}\int_{\beta_1}^{\beta_2} i_k^2\, d\alpha\right] = \frac{1}{2\pi}\int_{\beta_1}^{\beta_2} i_{*k}^2\, d\alpha,$$

откуда

$$P_{*э} = \frac{\beta}{2\pi} - \frac{2\Omega_*}{\pi}\sin\frac{\beta}{2} + \frac{\Omega_*^2}{4\pi}(\beta + \sin\beta);$$

механическую мощность, развиваемую двигателем, $P_{*\,мех} = M_*\Omega_*$ и мощность, поступающую к нему от источника питания (при пренебрежении всеми потерями за исключением $P_{*э}$),

$$P_{*\,мех} + P_{*э} = \frac{\beta}{2\pi} - \frac{\Omega_*}{\pi}\sin\frac{\beta}{2}.$$

Тогда идеальный КПД двигателя

$$\eta = \frac{P_{*\,мех}}{P_{*\,мех} + P_{*э}} = \frac{4\Omega_* \sin\beta/2 - \Omega_*^2(\beta + \sin\beta)}{2\beta - 4\Omega_* \sin\beta/2}.$$

Все приведенные выше зависимости справедливы применительно к двигателю с нереверсивным питанием только при $U - e_k \geqslant 0$, когда ток i_k положителен и может протекать через включенный транзистор. Это условие соблюдается при угловых скоростях $0 < \Omega_* < 1$, которые практически имеют место в микродвигателях. При больших угловых скоростях $\Omega_* > 1$, когда на части периода $U - e_k < 0$ и $i_k = 0$, формулы могут использоваться только условно: при их выводе предполагалось, что транзистор обладает двухсторонней проводимостью. С учетом этой оговорки может быть условно найдена угловая скорость при идеальном холостом ходе $\Omega_{*0} > 1$.

если транзистор обладает двухсторонней проводимостью. Полагая в этом режиме $M_* = 0$, получаем:

$$\Omega_{*0} = \frac{4\sin\beta/2}{\beta + \sin\beta}.$$

При $\beta = \pi$ скорость $\Omega_{*0} = 4/\pi = 1{,}27$; при $\beta = 2\pi/3$ скорость $\Omega_{*0} = 1{,}17$.

На рис. 67-6 представлены характеристики двигателя при угле сигнального сектора $\beta = \pi$. В диапазоне угловых скоростей $1 < \Omega_* < \Omega_{*0}$ характеристики показаны пунктиром. Максимальный КПД двигателя получается при $\Omega_* = 0{,}9$ и равен 0,395. Столь низкий КПД определяется тем, что на значительной части рабочего полупериода (рис. 67-5) ЭДС не компенсирует напряжение, в секции возникает большой ток и выделяются большие электрические потери. Полезная механическая мощность на этой части периода невелика, так как секция располагается в зоне малых индукций. Уменьшая угол сигнального сектора, например, переходя к $\beta = 2\pi/3$ (рис. 67-5), можно исключить из рабочего полупериода участки с чрезмерно большим током и добиться существенного повышения КПД. Кривая КПД при $\beta = 2\pi/3$ проходит значительно выше кривой при $\beta = \pi$; максимальный КПД достигает значения 0,7.

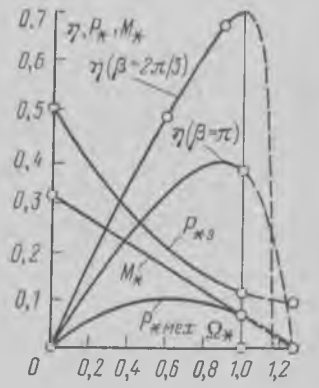


Рис. 67-6. Зависимость КПД, механической мощности и момента транзисторного двигателя от частоты вращения.

Наряду со своими ценными качествами (бесконтактность, простота схемы управления и др.) двигатель с малым числом секций и транзисторных ключей обладает некоторыми недостатками. К их числу относится сравнительно низкий КПД и неравномерность угловой скорости. В первом приближении угловая скорость считалась постоянной, несмотря на большую неравномерность вращающего момента (рис. 67-5).

Для определения пульсации угловой скорости нужно сложить вращающие моменты отдельных секций (с учетом их смещения на $^1/_3$ часть периода), выделить средний электромагнитный момент, уравновешенный внешним моментом и, пользуясь уравнением движения ротора $\Sigma M_k - M = J\frac{d\Omega}{dt}$, найти отклонение угловой скорости Ω от средней скорости $\Omega_{ср}$

$$\Omega - \Omega_{ср} = \int_0^t \frac{\Sigma M_k - M}{J}\, dt.$$

К числу недостатков транзисторных двигателей относится также несовершенство самого способа коммутации с помощью полностью

управляемых полупроводниковых вентилей, так как они закрываются при максимальном токе в секции (см. рис. 67-5), и если не приняты специальные меры, связанные с существенным усложнением схемы, энергия магнитного поля коммутируемой секции не возвращается в питающую сеть, а выделяется в полупроводниках и других элементах схемы управления.

67-3. ТИРИСТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ЗАМКНУТОЙ МНОГОСЕКЦИОННОЙ ОБМОТКОЙ И КОММУТАЦИЕЙ ЗА СЧЕТ ЭДС ВРАЩЕНИЯ

Устройство двигателя показано схематически на рис. 67-7. Замкнутая обмотка якоря двигателя *Я* размещается в пазах магнитопровода статора и выполняется точно так, как в коллекторных

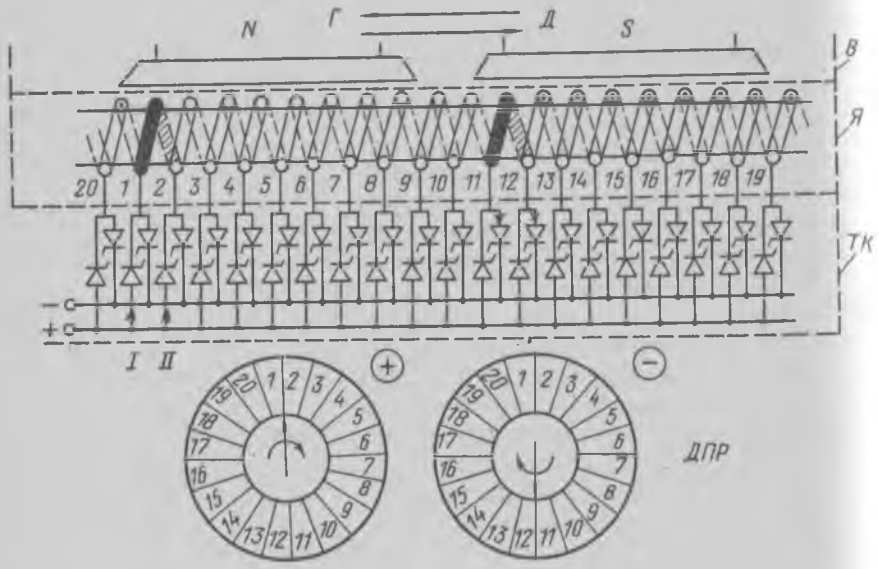


Рис. 67-7. Тиристорный двигатель постоянного тока с замкнутой многосекционной обмоткой.

машинах постоянного тока. Обычно это цилиндрическая петлевая или волновая обмотка; на рис. 67-7 с целью упрощения изображена тороидальная петлевая обмотка. Она образуется из ряда соединенных в многоугольник одинаковых секций (на рис. 67-7 обмотка состоит из 20 секций). Питание обмотки от сети постоянного тока осуществляется через тиристорный коммутатор *ТК*.

Тиристорный коммутатор состоит из двух групп тиристоров: анодной группы (с индексом «+»), у которой электрически соединены все аноды, и катодной группы (с индексом «—»), у которой электрически соединены все катоды. К каждой точке соединения двух соседних секций присоединяется пара тиристоров, один из которых

принадлежит к группе «+», другой — к группе «—». В дальнейшем тиристоры обозначаются числом, совпадающим с номером точки его присоединения к обмотке, причем тиристору анодной группы присваивается индекс «+», тиристору катодной группы — индекс «—» (например, 1^+, 1^-, 2^+, 2^- и т. д.).

Ротор двигателя устроен так же, как в синхронной машине: он может иметь явнополюсное или неявнополюсное исполнение. Разноименнополюсная обмотка возбуждения ротора *В* питается от источника постоянного тока (на рис. 67-7 показан двухполюсный двигатель). С валом двигателя механически связан ротор датчика положения ротора *ДПР*, который в принципе выполняется таким же образом, как в транзисторных двигателях (§ 67-2), и отличается лишь бо́льшим количеством выходных обмоток, сигналы которых управляют открыванием тиристоров. На рис. 67-7 показаны диаграммы открывания тиристоров групп «+» и «—» с помощью сигналов от *ДПР*: при совпадении вращающихся стрелок с сектором данного тиристора поступает сигнал на его открывание.

Процесс преобразования энергии в рассматриваемой машине происходит так же, как в коллекторной машине постоянного тока. На нее распространяются все основные уравнения машины постоянного тока (для ЭДС, электромагнитного момента, МДС якоря). От коллекторной машины постоянного тока рассматриваемая машина отличается только способом коммутации тока в секциях. Датчик ДПР регулируется так, чтобы относительно открытых тиристоров групп «+» и «—» обмотка разбивалась на две параллельные ветви (рис. 67-7), одна из которых располагается под полюсом *S*, другая — под полюсом *N* (в общем случае число параллельных ветвей получается таким же, как в коллекторной машине постоянного тока).

В режиме двигателя активные стороны коммутируемых секций, соединенных с открытыми тиристорами, должны располагаться под сбегающими краями полюсов (направление вращения полюсов в режиме двигателя указывается стрелкой *Д*). На рис. 67-7 цепи, участвующие в коммутации в мгновение, соответствующее положению стрелок на диаграммах открывания, показаны толстыми линиями. Кружками и точками обозначены направления токов в активных сторонах секций. Требуемое мгновение открывания тиристоров обеспечивается соответствующей регулировкой *ДПР*. Мгновения закрывания тиристоров не связаны с сигналами *ДПР*. Процесс изменения направления тока в коммутируемой секции, замкнутой накоротко двумя соседними открытыми тиристорами, протекает следующим образом. При перемещении полюсов относительно коммутируемого короткозамкнутого контура (например, контура *1*, *2*, *II*, *I*) в последнем индуктируется ЭДС вращения. Если коммутируемая секция расположена под сбегающим краем полюсов, то в режиме двигателя ЭДС вращения, называемая коммутирующей ЭДС, направлена против тока, имевшегося в секции до начала коммутации. Иными словами, коммутирующая ЭДС направлена против тока в ранее открывшемся тиристоре 1^+ и согласно с током во вновь открыв-

шемся тиристоре 2^+. Под ее воздействием ток в тиристоре 2^+ увеличивается до полного тока якоря, а ток в тиристоре 1^+ спадает до нуля. К этому мгновению открывающий сигнал в цепь управления тиристора 1^+ уже не поступает и последний закрывается. Затем откроется тиристор 3^+, образуется новый замкнутый контур и процесс повторится и т. д.

В генераторном режиме коммутация протекает аналогично, но коммутируемая секция должна располагаться на набегающем крае полюсов.

Описанный процесс коммутации за счет ЭДС вращения напоминает процесс коммутации в коллекторной машине постоянного тока с дополнительными полюсами (см. § 64-11). Однако коммутация тиристорного двигателя за счет ЭДС вращения обладает несомненными достоинствами: для ее осуществления не требуется сколько-нибудь точная настройка коммутирующего поля и поддержание пропорциональной зависимости между коммутирующей индукцией и током якоря; чем больше индукция в зоне размещения активных сторон коммутируемой секции, тем надежнее коммутация. Важно также, что в тиристорном двигателе нет нужды в дополнительных полюсах. Это упрощает его конструкцию. Одно из достоинств тиристорного двигателя с коммутацией за счет ЭДС вращения — простота схемы и конструкции коммутатора: в состав коммутатора входят лишь силовые полупроводниковые приборы и отсутствуют всякого рода вспомогательные элементы (схема управления транзисторным коммутатором много сложнее, см. § 67-2).

Единственным недостатком коммутации за счет ЭДС вращения является невозможность ее осуществления при нулевой частоте вращения. Существует минимальная линейная скорость (на диаметре якоря), называемая критической скоростью $v_{кр}$, при которой возможна коммутация в установившемся режиме. Однако, как показано в [70], минимально допустимая по условиям коммутации частота вращения существенно зависит от номинального вращающего момента и размеров двигателя, и в крупных двигателях ($D^2l > 0{,}1$ м^3) составляет всего несколько оборотов в минуту. Более того, оказывается вполне возможен пуск достаточно крупных двигателей без использования каких-либо дополнительных средств для управления коммутацией при малых частотах вращения. Это возможно, если при трогании с места первая коммутация завершается до перехода коммутируемой секции через нейтраль в магнитное поле противоположного знака. Для этого нужно обеспечить такое ускорение ротора, чтобы линейное перемещение секции при увеличении скорости от 0 до $v_{кр}$ было значительно меньше полюсного деления. Это условие выполняется в достаточно крупных двигателях ($D^2l > 0{,}1$ м^3) и трудно выполнимо в двигателях небольшой мощности.

Максимальная частота вращения тиристорных двигателей с коммутацией за счет ЭДС вращения определяется временем, необходимым тиристору для восстановления запирающих свойств. Приняв

это время равным $0{,}5 \cdot 10^{-3}$ с, можно найти, что максимально допустимая частота вращения двухполюсного двигателя по условиям коммутации составляет 20 000 об/мин и выходит за пределы ограничений по другим соображениям. Таким образом, крупные двигатели могут быть выполнены со значительно более высокими электромагнитными нагрузками и с меньшими моментами инерции, чем коллекторные двигатели постоянного тока; в них может быть применено непосредственное охлаждение, и в перспективе они могут заменить коллекторные двигатели в мощном регулируемом электроприводе.

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ВОСЬМАЯ

КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА И КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ВЕНТИЛЬНЫМИ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

68-1. ОСОБЕННОСТИ КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Коллекторной машиной переменного тока называют асинхронную машину особого исполнения, на роторе которой размещается замкнутая якорная обмотка, присоединенная к коллектору и выполненная так же, как якорная (§ 64-4). В некоторых случаях эта обмотка одновременно выводится на контактные кольца.

По принципу действия коллекторная машина является асинхронной, так как ротор (якорь) машины вращается с частотой, отличающейся от синхронной.

Механический преобразователь частоты, состоящий из коллектора и щеточного устройства, служит в коллекторной машине для преобразования тока одной частоты, имеющегося в якорной обмотке, в ток иной частоты в цепи, присоединенной к щеткам. При помощи механического коммутатора во вторичную обмотку машины вводится дополнительная ЭДС частоты скольжения, имеющая ту же частоту, что и ЭДС, индуктированная во вторичной обмотке при ее перемещении в магнитном поле. Как показано в § 45-6, введение этой ЭДС позволяет широко и плавно регулировать частоту вращения двигателя. При этом во всем диапазоне регулирования мощность скольжения полезно реализуется и могут быть получены достаточно высокие КПД и $\cos \varphi_1$.

Эти несомненные достоинства коллекторных двигателей по сравнению с асинхронными двигателями стимулировали их разработку уже на самых ранних этапах развития электромашиностроения. В период 1880—1925 гг. было предложено много разнообразных однофазных и трехфазных коллекторных двигателей переменного тока (КДПТ) и коллекторных преобразователей частоты. Большой вклад в разработку коллекторных машин переменного тока (КМПТ) внес ряд видных зарубежных ученых: Э. Томпсон, Г. Гергес, Р. Рихтер, М. Латур, И. Дери, А. Шербиус и др. В СССР научные исследования, связан-

ные с совершенствованием КМПТ, были начаты во втором десятилетии текущего столетия. Коллекторными машинами занимались: К. И. Шенфер, позднее М. П. Костенко, Д. А. Завалишин и др. Однако, несмотря на большое внимание, уделенное совершенствованию КМПТ, они находят за рубежом только ограниченное применение в промышленных электроприводах трехфазного и однофазного тока.

В СССР КДПТ применяются только в электроприводах малой мощности однофазного тока. Такое незначительное распространение КДПТ связано со следующими их недостатками:

1) их мощность и диапазон регулирования скорости ограничиваются условиями коммутации;

2) их устройство сложнее, чем асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока; это усложняет их эксплуатацию и снижает надежность;

3) стоимость трехфазных коллекторных двигателей в 1,5—2 раза больше стоимости двигателей постоянного тока и в 3—5 раз больше стоимости асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

По ряду причин удельный вес КДПТ в промышленном электроприводе (за исключением коллекторных однофазных микродвигателей) начиная с 30-х годов непрерывно снижается. Благодаря широкому использованию статических конденсаторов, синхронных двигателей и синхронных компенсаторов перестал быть актуальным вопрос повышения $\cos\varphi$ за счет применения КДПТ. С развитием управляемых и неуправляемых полупроводниковых выпрямителей все более расширяется применение двигателей постоянного тока, которые допускают регулирование частоты вращения в более широких пределах и надежнее в работе, чем КДПТ. Несомненно будет расширяться применение частотного регулирования частоты вращения асинхронных и синхронных двигателей с помощью полупроводниковых преобразователей частоты. Последние полностью вытесняют также коллекторные преобразователи частоты. Тенденция сужения областей применения КДПТ сохранится и в дальнейшем, поэтому в следующих параграфах сообщаются необходимые сведения только о наиболее распространенных КДПТ.

68-2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ МЕХАНИЧЕСКОГО КОММУТАТОРА

Замкнутая якорная обмотка, присоединенная к коллектору, является многофазной обмоткой, соединенной в многоугольник. Напряжение частоты f_1 в якорной обмотке коллекторной машины может быть получено двумя способами: 1) кондуктивным путем и 2) индуктивным путем.

В первом случае (рис. 68-1, *а*) обмотка питается от сети переменного тока через контактные кольца, присоединенные к точкам K_1, K_2, K_3; частота и напряжение в фазах обмотки (f_1, U_{1m}) задаются со стороны сети.

Во втором случае контактные кольца отсутствуют и напряжение в фазах обмотки индуктируется магнитным полем, вращающимся

по отношению к обмотке с электрической угловой скоростью ω_1. Напряжения в фазах обмотки и их частота определяются параметрами поля: $f_1 = \omega_1/(2\pi)$; $U_{1m} = \omega_1 \Psi_{1m}$, где Ψ_{1m} — амплитуда потокосцепления с фазой обмотки.

Поскольку интересующий нас процесс преобразования частоты f_1 в обмотке в частоту $f_{щ}$ на щетках не зависит от способа получения напряжения, рассмотрим этот процесс в коллекторном преобразователе частоты.

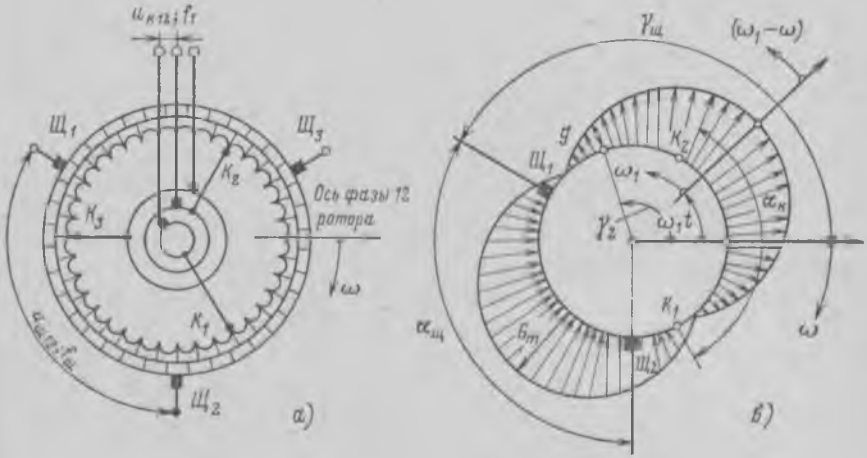


Рис. 68-1. Преобразование частоты с помощью механического коммутатора.

Последний изображен схематически в трехфазном исполнении на рис. 68-1, *а*. Он состоит из ротора с замкнутой якорной обмоткой, присоединенной к коллектору и к трем контактным кольцам, и статора. Статор в простейшем исполнении выполняется без обмоток и представляет собой кольцевой магнитопровод. Зазор между статором и ротором с целью уменьшения намагничивающего тока берется минимальным. По предложению А. Шербиуса статор может быть вообще устранен, а ротор выполнен с закрытыми пазами, глубоко расположенными под его внешней поверхностью. В этом случае магнитопровод ротора состоит как бы из двух ярм, внутреннего и наружного, связанных между собой магнитными зубцами, в промежутках между которыми располагаются проводники обмоток. Поскольку линии магнитного поля замыкаются целиком по стальным листам и не встречают на своем пути немагнитный зазор, намагничивающий ток в последнем исполнении весьма мал. С помощью контактных колец K_1, K_2, K_3 трехфазная обмотка ротора присоединяется к сети с напряжением частоты f_1. На кольцах фазы *12* появляется напряжение $u_{к12} = U_{1m} \cos \omega_1 t$, где $\omega_1 = 2\pi f_1$; возникают токи и образуется магнитное поле, вращающееся с электрической угловой скоростью ω_1. Поскольку учитывается только первая гармоническая вращающегося поля, ЭДС, индуктированные

в отдельных секциях замкнутой обмотки, и уравновешивающие их напряжения будут распределены по окружности гармонически. Это же относится и к распределению по обмотке удельного напряжения, приходящегося на единицу электрического угла, под которым понимается отношение мгновенного напряжения du в элементе обмотки к углу $d\gamma_2$, который занят элементом:

$$g = \frac{du}{d\gamma_2} \quad (t = \text{const}).$$

Удельное напряжение, приходящееся на единицу угла, также распределяется по окружности одноперiодной модели гармонически

$$g = G_m \cos(\gamma_2 - \omega_1 t), \tag{68-1}$$

где G_m — амплитуда напряжения, приходящегося на единицу угла.

На рис. 68-1, *б* показано распределение удельного напряжения g в момент t, когда ось волны g повернута на угол $\omega_1 t$ относительно оси фазы *12* ротора (предполагается, что при $t = 0$ эти оси совпадают и напряжение фазы *12* максимально).

Для определения соотношения между напряжениями на кольцах $u_{к12}$ и на щетках $u_{щ12}$ выразим эти напряжения через удельное напряжение g. Напряжение на кольцах (рис. 68-1, *б*) определяется путем суммирования при $t = \text{const}$ напряжений элементов обмотки $du = g d\gamma_2$, заключенных между точками K_1 и K_2, т. е. в интервале углов от $\gamma_2 = -\alpha_к/2$ до $\gamma_2 = +\alpha_к/2$, где $\alpha_к$ — электрический угол, охватываемый фазой обмотки:

$$u_{\substack{к12 \\ t=\text{const}}} = \int_{-\alpha_к/2}^{\alpha_к/2} g\, d\gamma_2 = U_{1m} \cos \omega_1 t, \tag{68-2}$$

где $U_{1m} = 2G_m \sin(\alpha_к/2)$.

Напряжение на щетках (рис. 68-1, *б*) определяется путем суммирования при $t = \text{const}$ напряжений элементов обмотки $du = g\, d\gamma_2$, заключенных между щетками $Щ_1$ и $Щ_2$, т. е. в интервале углов от $\gamma_2 = \gamma_{щ}$ до $\gamma_2 = \gamma_{щ} + \alpha_{щ}$, где $\alpha_{щ}$ — электрический угол между соседними щетками; $\gamma_{щ} = \gamma_{щ0} + \omega t$ — электрический угол между щеткой $Щ_1$ и осью ротора, вращающегося с электрической угловой скоростью ω в направлении, противоположном по отношению к волне удельных напряжений g; $\gamma_{щ0}$ — угол между щеткой $Щ_1$ и осью ротора при $t = 0$. Напряжение на щетках равно:

$$u_{\substack{щ12 \\ (t=\text{const})}} = \int_{\gamma_{щ}}^{\gamma_{щ}+\alpha_{щ}} g\, d\gamma_2 = U_{щm} \cos[\alpha_{щ}/2 + \gamma_{щ0} - (\omega_1 - \omega) t], \tag{68-3}$$

где $U_{щm} = 2G_m \sin \frac{\alpha_{щ}}{2}$.

Если при $t = 0$ ось ротора располагается посередине между рассматриваемыми щетками и $\gamma_{щ0} = -\alpha_{щ}/2$, то $u_{щ12} = U_{щm} \cos(\omega_1 -$

— ω) t. С помощью (68-2) не трудно выразить амплитуду удельного напряжения через амплитуду напряжения на кольцах

$$G_m = U_{1m} \Big/ \left(2 \sin \frac{\alpha_к}{2}\right), \tag{68-4}$$

где $\alpha_к = 2\pi/m_к$; $m_к$ — число фаз со стороны контактных колец.

Сравнивая (68-2) и (68-3), установим соотношение между амплитудами напряжений на щетках и на кольцах

$$U_{щm}/U_{1m} = \sin \frac{\alpha_щ}{2} \Big/ \sin \frac{\alpha_к}{2}, \tag{68-5}$$

где $\alpha_щ = 2\pi/m_щ$; $m_щ$ — число фаз со стороны щеток.

В наиболее часто встречающемся частном случае, когда $m_щ = m_к$, $\alpha_к = \alpha_щ$, амплитуды напряжений на кольцах и щетках одинаковы: $U_{щm} = U_{1m}$. Как вытекает из (68-3), угловая частота напряжения на щетках $\omega_щ$ совпадает с электрической угловой скоростью перемещения волны удельных напряжений или вращающегося поля относительно щеток

$$\omega_щ = \omega_1 - \omega = \omega_1 s, \tag{68-6}$$

где $s = (\omega_1 - \omega)/\omega_1$ — скольжение волны удельных напряжений вращающегося поля относительно щеток.

Переходя к аналогичному соотношению для частот напряжений $f_щ = sf_1$, замечаем, что частота в цепи, присоединенной к щеткам, выражается точно так же, как частота f_2 во вторичной обмотке асинхронного двигателя. Это создает предпосылки для использования коллекторного преобразователя частоты в качестве источника дополнительной ЭДС $E_Δ$ частоты скольжения, которая вводится во вторичную обмотку асинхронной машины для регулирования cos φ и угловой скорости ротора ω. Из проведенного анализа ясно, что такая же дополнительная ЭДС $E_Δ$ частоты скольжения может быть получена со щеток, контактирующих с коллектором якорной обмотки, в которой вращающимся полем индуктируется ЭДС частоты ω_1. При этом необходимое для этого магнитное поле, вращающееся со скоростью ω_1, может быть создано как рассматриваемой обмоткой за счет намагничивающего тока, поступающего со стороны щеток, так и любой другой многофазной обмоткой (связь якорной обмотки с сетью через контактные кольца в этом случае отсутствует).

68-3. ТРЕХФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

1) Трехфазный коллекторный двигатель с питанием со стороны ротора и параллельным возбуждением. Двигатель этого типа предложен в 1910 г. независимо друг от друга Г. Шраге и Р. Рихтером. Первичная обмотка двигателя *1* (рис. 68-2) располагается в пазах магнитопровода ротора и представляет собой обычную трехфазную обмотку, соединенную в звезду или треугольник, выводы которой присоединяются к контактным кольцам. Питание первичной обмотки осуществляется через щеточный скользящий контакт от сети с напряжением U_1, частотой f_1. Кроме первичной обмотки в тех же пазах размещается замкнутая

якорная обмотка *3*, присоединенная к коллектору. Вторичная обмотка двигателя *2* помещается в пазах магнитопровода статора и представляет собой симметричную трехфазную обмотку. Выводы фаз вторичной обмотки присоединяются к двум системам щеток (*a*, *b*), контактирующим с коллектором якорной обмотки.

Щетки системы *a* присоединяются к началам фаз A_2, B_2, C_2 вторичной обмотки; щетки системы *b* — к их концам. Щетки каждой из этих систем (*a* или *b*) устанавливаются на отдельной траверсе со смещением на электрический угол $2\pi/3$. С помощью специальной механической системы траверсы можно поворачивать, изменяя угловое расстояние α_{ab} между щетками *a* и *b*.

Регулирование частоты вращения двигателя осуществляется введением в фазы вторичной обмотки дополнительной ЭДС E_Δ с частотой скольжения $f_2 = sf_1$ (см. § 45-6). Электродвижущая сила E_Δ индуктируется магнитным полем Ф в секциях якорной обмотки *3*, заключенных между щетками *a* и *b*. Поскольку магнитное поле Ф, образованное токами первичной обмотки *1*, вращается с угловой скоростью $\Omega_1 = \omega_1/p$, где $\omega_1 = 2\pi f_1$, дополнительная ЭДС E_Δ в секциях обмотки *3* изменяется с той же частотой f_1. После преобразования с помощью механической коммутации (см. § 68-2) в фазу вторичной обмотки, присоединенной к щеткам *a* и *b*, вводится ЭДС E_Δ частотой $f_{III} = sf_1 = f_2$, где $s = (\Omega_1 - \Omega)/\Omega_1$ — скольжение поля относительно щеток или вторичной обмотки; Ω — угловая скорость ротора.

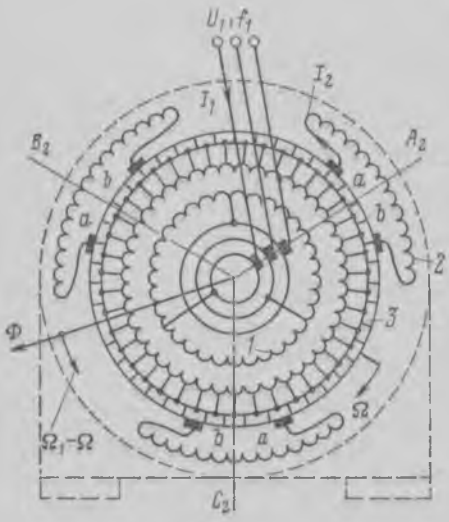


Рис. 68-2. Трехфазный коллекторный двигатель с питанием со стороны ротора и с параллельным возбуждением.

Действующее значение дополнительной ЭДС E_Δ пропорционально числу витков w_3 обмотки *3*, заключенных между щетками *a* и *b*, и соответствующему обмоточному коэффициенту $E_\Delta \sim w_3 k_{o3}$, где $w_3 = w\alpha_{ab}/(2\pi)$, $k_{o3} = \sin(\alpha_{ab}/2)/(\alpha_{ab}/2)$; w — полное число витков якорной обмотки; действующее значение ЭДС E_2, индуктированной при $s=1$ тем же полем, пропорционально числу витков фазы вторичной обмотки w_2 и соответствующему обмоточному коэффициенту k_{o2}, $E_2 \sim w_2 k_{o2}$. Поэтому соотношение ЭДС E_Δ и E_2 зависит только от углового расстояния между щетками

$$k_\Delta = E_\Delta / E_2 = \frac{w}{\pi w_2 k_{o2}} \sin(\alpha_{ab}/2). \qquad (68\text{-}7)$$

Угол между ЭДС $\dot{E}_\Delta$ и ЭДС $\dot{E}_2$, которая индуктируется в фазе вторичной обмотки при $s = 1$, зависит от расположения щеток *a* и *b* по отношению к осям фаз A_2, B_2, C_2 вторичной обмотки. На рис. 68-3, *а* показано положение щеток, при котором во вторичную обмотку вводится дополнительная ЭДС $\dot{E}_\Delta = (k'_\Delta + jk''_\Delta)\dot{E}_2 = k_\Delta e^{j\gamma}\dot{E}_2$, увеличивающая скольжение *s*. Для этого необходимо сместить щетку *a* относительно оси фазы вторичной обмотки A_2 на угол $\alpha_a > 0$ по направлению вращения; щетку *b* — на угол $\alpha_b < 0$ против направления вращения. Если щетки расположены симметрично по отношению к оси фазы A_2 (как показано пунктиром), то ось A_3 якорной обмотки, заключенной между щетками *a* и *b*, совпадает с осью A_2. При этом $\dot{E}_\Delta$ находится в противофазе по отноше-

нию к $\dot{E}_2$ ($\gamma = \pi$; $k'_\Delta < 0$), что приводит к увеличению скольжения. Для улучшения $\cos\varphi_1$ двигателя (см. § 45-6) $\dot{E}_\Delta$ должна иметь составляющую $\dot{E}''_\Delta = jk''_\Delta \dot{E}_2$, опережающую $\dot{E}_2$, что обеспечивается при $|\alpha_a| > |\alpha_b|$. В этом случае угол между осями A_2 и A_3 равен $\gamma' = (\alpha_a + \alpha_b)/2$, $\dot{E}_\Delta$ опережает $\dot{E}_2$ на угол $\gamma = \pi - \gamma'$ и $k'_\Delta = k_\Delta \cos\gamma < 0$, $k''_\Delta = k_\Delta \sin\gamma > 0$.

На рис. 68-3, *б* показано положение щеток, при котором во вторичную обмотку вводится ЭДС $\dot{E}_\Delta$, уменьшающая скольжение s. Для этого необходимо взять $\alpha_a < 0$, $\alpha_b > 0$. Если щетки расположены симметрично (как показано пунктиром), то ось A_3 совпадает с осью A_2. При этом $\dot{E}_\Delta$ находится в фазе с $\dot{E}_2$ ($\gamma = 0$, $k''_\Delta > 0$), что приводит (см. § 45-6) к уменьшению скольжения. Для улучшения $\cos\varphi_1$ нужно взять $|\alpha_a| > |\alpha_b|$. В этом случае угол между осями A_2 и A_3 равен $\gamma = \frac{|\alpha_a| - |\alpha_b|}{2}$ и $\dot{E}_\Delta$ опережает $\dot{E}_2$ на угол γ и $k'_\Delta = k_\Delta \cos\gamma > 0$, $k''_\Delta = k_\Delta \sin\gamma > 0$.

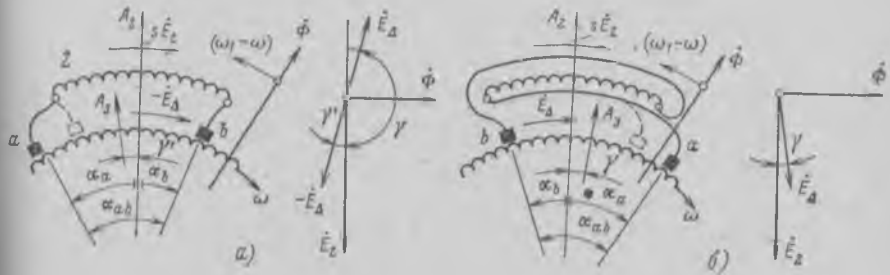


Рис. 68-3. Влияние расположения щеток на дополнительную ЭДС E_Δ.

Для описания электромагнитных процессов в двигателе можно воспользоваться уравнениями асинхронной машины (40-17), (41-4), (41-13), (41-24). При этом нужно ввести в цепь вторичной обмотки дополнительную ЭДС $\dot{E}_\Delta$ и учесть дополнительную МДС $\dot{F}_3$ от тока $\dot{I}_2$, протекающего по якорной обмотке, которую не трудно выразить через МДС $\dot{F}_2$ во вторичной обмотке: $\dot{F}_3 = \dot{F}_2 (k'_\Delta + jk''_\Delta) = \dot{F}_2 k_\Delta e^{j\gamma}$. Соответственно сопротивления цепи вторичной обмотки R_2, X_2 нужно взять как сумму сопротивлений фазы вторичной обмотки R_{20}, X_{20} и сопротивлений витков обмотки *3*, заключенных между щетками *a* и *b*:

$$R_2 = R_{20} + R_3; \qquad X_2 = X_{20} + X_3,$$

где

$$R_3 = R_{20} \frac{w_3}{w_2} \frac{q_2}{q_3}; \qquad X_3 = X_2 \left(\frac{w_3}{w_2}\right)^2 \frac{\Lambda_{\sigma 3} Z_2}{\Lambda_{\sigma 2} Z_3},$$

q_2, q_3 — сечения проводников обмоток *3* и *2*;
$\Lambda_{\sigma 2}$, $\Lambda_{\sigma 3}$ — коэффициенты проводимости рассеяния обмоток *2* и *3* на один паз;
Z_2, Z_3 — числа пазов статора и ротора; w_3 — см. ранее.

Оставляя без изменения уравнения для $\dot{U}_1$ и $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$, получаем следующую систему уравнений:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (R_1 + jX_1)\dot{I}_1; \tag{68-8}$$

$$-\dot{E}_1 = -\dot{E}'_2 = (R_0 + jX_0)\dot{I}_0; \tag{68-9}$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2 - \dot{I}_3, \quad \text{или} \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2(1 + k'_\Delta + jk''_\Delta); \tag{68-10}$$

$$s\dot{E}'_2 + \dot{E}'_\Delta = (R'_2 + jX'_2)\dot{I}'_2, \quad \text{или} \quad \dot{E}'_2 = (R'_\Delta + jX'_\Delta)\dot{I}'_2, \tag{68-11}$$

где

$$\left.\begin{aligned} R'_\Delta &= \frac{R'_2(s+k'_\Delta)+sk''_\Delta X'_2}{(s+k'_\Delta)^2+(k''_\Delta)^2}; \\ X'_\Delta &= \frac{sX'_2(s+k'_\Delta)-k''_\Delta R'_2}{(s+k'_\Delta)^2+(k''_\Delta)^2} \end{aligned}\right\} \qquad (68\text{-}12)$$

— эквивалентные сопротивления во вторичной цепи двигателя Шраге—Рихтера.

С помощью этой системы уравнений, задаваясь напряжением U_1, скольжением s и углами α_a и α_b, характеризующими положение щеток, можно найти токи ЭДС, $\cos\varphi_1$ и по (41-32) электромагнитный момент:

$$\underline{I}_1 = \dot{U}_1\left(\underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_0\underline{Z}_{\Delta 3}}{\underline{Z}_0+\underline{Z}_{\Delta 3}}\right)^{-1};$$

$$\dot{E}'_2 = \dot{E}_1 = -\dot{U}_1 + Z_1\underline{I}_1; \quad \underline{I}'_2 = \dot{E}'_2/\underline{Z}'_\Delta;$$

$$M = \frac{m_1}{\Omega_1}E'_2I'_2\cos\beta_2 = \frac{m_1}{2\Omega_1}(\underline{I}'_2\dot{E}'^*_2 + \underline{I}'^*_2\dot{E}'_2);$$

$$\cos\varphi_1 = (\underline{I}_1\dot{U}^*_1 + \underline{I}^*_1\dot{U}_1)/(2I_1U_1),$$

где

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1; \quad \underline{Z}'_\Delta = R'_\Delta + jX'_\Delta; \quad \underline{Z}_{\Delta 3} = \underline{Z}'_\Delta/(1+k'_\Delta+jk''_\Delta).$$

Повторяя вычисления при различных скольжениях, можно построить семейство механических характеристик двигателя при различных положениях щеток.

На рис. 68-4 приведено семейство механических характеристик двигателя с пределами регулирования частоты вращения 2,5 : 1. Для всех кривых $k''_\Delta = 0$. Значения k'_Δ приняты следующие: $k'_\Delta = +0{,}5$ (кривая *1*); $k'_\Delta = +0{,}25$ (кривая 2); $k'_\Delta = 0$ (кривая *3*); $k'_\Delta = -0{,}2$ (кривая *4*); $k'_\Delta = -0{,}4$ (кривая *5*). Как видно из рисунка, при всех положениях щеток характеристики получаются жесткими.

Двигатели выполняются на мощности от 1,5 до 150 кВт, в отдельных случаях — до 250 кВт. Нормальные пределы регулирования частоты вращения 2:1 — 4:1. При синхронной частоте вращения $\cos\varphi_1$ такой же, как у обычного асинхронного двигателя. При частоте вращения выше синхронной $\cos\varphi_1$ улучшается и может достигнуть единицы. При частоте вращения ниже синхронной $\cos\varphi_1$ может получиться достаточно высоким лишь при несимметричном смещении щеток (что может быть осуществлено только в нереверсивных двигателях); КПД получается несколько более низким, чем в обычном двигателе, при синхронной частоте вращения и частоте вращения выше синхронной (за счет появления потерь на трение щеток и в переходных контактах и увеличении магнитных потерь). При частоте вращения ниже синхронной КПД существенно снижается.

Пуск в ход производится прямым включением в сеть. В двигателях с нормальными пределами регулирования частоты вращения пусковой момент в 1,2—2 раза выше номинального момента. Пусковой ток превышает номинальный в 1,5—2 раза.

По сравнению с другими трехфазными коллекторными двигателями двигатель с питанием со стороны ротора имеет наибольшее распространение. Он находит применение в нереверсивных приводах с широким и главным регулированием частоты вращения: в печатных машинах, в бумагоделательной промышленности, в текстильной и цементной промышленности.

2) Трехфазный коллекторный двигатель с питанием со стороны статора и с параллельным возбуждением. Принципиальная схема двигателя показана на рис. 68-5. Статор этого двигателя выполняется так же, как в обычном асинхронном двигателе. Его трехфазная обмотка *1* получает питание от сети U_1, f_1 и является первичной обмоткой двигателя. Функции вторичной обмотки выполняет

замкнутая якорная обмотка *2*, размещающаяся в пазах магнитопровода ротора и присоединенная к коллектору. Дополнительная ЭДС E_Δ, необходимая для регулирования частоты вращения двигателя, получается во вторичной обмотке регулировочного устройства *3*, первичная обмотка которого включена параллельно с обмоткой статора.

Частота ЭДС E_Δ в цепи щеток пропорциональна угловой скорости перемещения волны напряжения ω_1 относительно щеток $f_{\text{щ}} = f_1 = \omega_1/(2\pi)$; частота ЭДС E_Δ в обмотке ротора после преобразования с помощью механического коммутатора пропорциональна угловой скорости перемещения волны напряжения относительно ротора $f_2 = (\omega_1 - \omega)/(2\pi) = sf_1$ и совпадает с частотой ЭДС sE_2, индуктированной в фазах обмотки ротора вращающимся полем (в отличие от случая питания со стороны ротора, рассмотренного в § 68-2, здесь ротор вращается в ту же сторону, что и волна напряжения). В качестве устройства *3* для

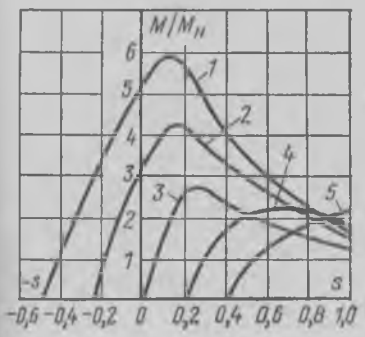


Рис. 68-4. Механические характеристики двигателя Шраге—Рихтера.

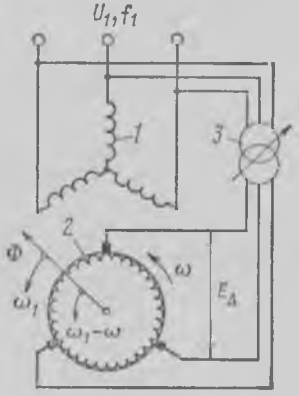


Рис. 68-5. Трехфазный коллекторный двигатель с питанием со стороны статора и с параллельным возбуждением.

регулирования ЭДС E_Δ без изменения ее фазы используются трансформаторы с регулируемым вторичным напряжением или сдвоенный индукционный регулятор. В случае необходимости изменения фазы ЭДС E_Δ относительно ЭДС E_2 прибегают к перемещению щеток.

Электрическая мощность, потребляемая обмоткой статора из сети, за вычетом потерь передается вращающимся магнитным полем ротору. Часть этой мощности, пропорциональная $1 - s$, превращается в механическую мощность, развиваемую двигателем, а остальная часть, пропорциональная скольжению s, за вычетом потерь в роторе возвращается через регулирующее устройство в сеть. При частоте вращения выше синхронной, когда $s < 0$ и $1 - s > 1$, механическая мощность на валу больше электромагнитной мощности, передаваемой ротору магнитным полем. Недостающая мощность, пропорциональная скольжению $|s|$, передается к ротору из сети через регулирующее устройство. Поэтому регулирующее устройство и механический коммутатор должны быть рассчитаны на мощность, передаваемую при наибольшем скольжении $|s_{max}|$, т. е. мощность $m_1 E_{\Delta max} I_{2н} \sim |s_{max}| P_{1н}$.

Поскольку дополнительная ЭДС E_Δ при определенном положении регулирующих органов устройства *3* не зависит от нагрузки и находится в определенном соотношении с ЭДС E_2 [т. е. $\dot{E}_\Delta = (k'_\Delta + jk''_\Delta)\dot{E}_2$, где $k'_\Delta = \text{const}$, $k''_\Delta = \text{const}$], характеристики двигателя получаются такими же, как у двигателя Шраге—Рихтера. При $E_\Delta = 0$ и короткозамкнутых щетках двигатель работает как обычный

асинхронный. Благодаря отсутствию контактных колец в цепи первичной обмотки двигатели с питанием со стороны статора могут исполняться на высокое напряжение. Обычно мощность двигателя не превышает 150—200 кВт, хотя выпускаются двигатели мощностью до 1500 кВт.

3) Трехфазный коллекторный двигатель с последовательным возбуждением. Принципиальная схема двигателя показана на рис. 68-6. От двигателя с параллельным возбуждением он отличается только тем, что в нем обмотка ротора включена через механический коммутатор последовательно с обмоткой статора. Иногда с целью понижения напряжения между обмоткой статора и обмоткой ротора включается понижающий трансформатор, рассчитанный на мощность, которая вводится в ротор для регулирования частоты вращения. Напряжение сети U частотой f_1 распределяется между последовательно включенными фазами статора и ротора: на фазу статора приходится напряжение U_1, на эквивалентную фазу ротора — напряжение E_Δ. После преобразования с помощью механического коммутатора ЭДС E_Δ приобретает частоту скольжения $f_2 = sf_1$ и используется для регулирования частоты вращения. Однако в отличие от двигателей с параллельным возбуждением ЭДС E_Δ при $U = \text{const}$ существенно изменяется при нагружении двигателя в связи с перераспределением напряжения U между последовательно включенными фазами ротора и статора. Вследствие этого скольжение s с ростом нагрузки резко возрастает, и механические характеристики двигателя напоминают характеристики двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением. Вид характеристик зависит от электрического угла α между осями последовательно включенных фаз ротора и статора, зависящего от положения щеток на коллекторе. Если угол $\alpha = 0$ или 180°, оси полей, создаваемых обмотками статора и ротора, совпадают и электромагнитный момент, действующий на ротор, равен нулю. Применяя правило левой руки к проводникам обмотки ротора, не трудно определить, что действующие на ротор электромагнитные силы зависят от направления, в котором сдвинуты щетки по отношению к осям фаз статора. Если щетки сдвинуты по направлению вращения, электромагнитные силы приводят ротор во вращение в сторону, противоположную направлению вращения поля; если щетки сдвинуты против направления вращения поля — в сторону вращения поля. В последнем случае ротор вращается в сторону поля, вследствие чего частота перемагничивания ротора и трансформаторная ЭДС в коммутируемых секциях уменьшаются. Поэтому обычно щетки сдвигают против направления вращения на угол $\alpha = 130 \div 160^\circ$.

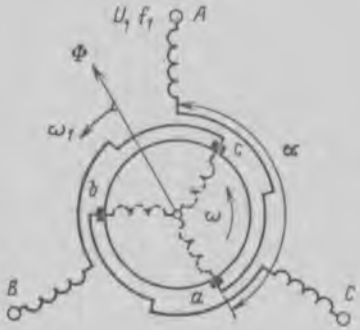


Рис. 68-6. Трехфазный коллекторный двигатель с последовательным возбуждением.

Регулирование частоты вращения двигателя производится изменением положения щеток с помощью механизма поворота щеток. Двигатель последовательного возбуждения имеет весьма ограниченное распространение за рубежом и применяется в приводах, в которых момент существенно зависит от частоты вращения (вентиляторы, центробежные насосы и т. п.). Пределы регулирования частоты вращения двигателя могут достигать 4:1.

4) Особенности коммутации трехфазных коллекторных двигателей. При вращении ротора трехфазного коллекторного двигателя секции его якорной обмотки переходят из одних фаз в другие. Во время такого перехода они замыкаются щетками накоротко и ток в них изменяется на разность мгновенных значений токов в соседних фазах. В двигателе Шраге—Рихтера, имеющем двойной комплект щеток, секция переходит во время коммутации из зоны, занятой фазой, к обесточенной зоне (или наоборот) и ток в ней изменяется на мгновенный ток в рассматриваемой фазе. Таким образом, в общем случае ток во время коммутации изменяется на мгновенный ток через рассматриваемую щетку. Вследствие

указанного изменения тока в коммутируемой секции индуктируется такая же реактивная ЭДС $e_р$, как в машинах постоянного тока (см. § 64-11). Эта ЭДС равняется сумме ЭДС самоиндукции и взаимной индукции коммутируемой секции и отличается от реактивной ЭДС в машинах постоянного тока лишь тем, что она пропорциональна току через щетку в момент коммутации. Поэтому с ростом числа фаз реактивная ЭДС уменьшается. Однако кроме реактивной ЭДС в коммутируемых секциях трехфазных коллекторных двигателей индуктируется дополнительно так называемая трансформаторная ЭДС $e_т$. Появление этой ЭДС в коллекторных машинах трехфазного тока связано с изменением потокосцепления основного вращающегося поля с коммутируемой секцией. Трансформаторная ЭДС пропорциональна скорости перемещения поля относительно секции и не зависит от тока щетки. В двигателях с питанием со стороны ротора $e_т$ не зависит от частоты вращения последнего. В двигателях с питанием со стороны статора трансформаторная ЭДС уменьшается с приближением угловой скорости ротора к угловой скорости поля.

Ограничение допустимых для этих двигателей электромагнитных нагрузок и предельных мощностей связано главным образом с появлением в коммутируемой секции трансформаторной ЭДС и с невозможностью ее компенсации (трехфазные двигатели не имеют дополнительных полюсов).

68-4. КАСКАДНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОЛЛЕКТОРНЫМИ МАШИНАМИ И ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ

Каскадные соединения асинхронного двигателя с коллекторными машинами или вентильными преобразователями частоты предназначаются для регулирования частоты вращения и коэффициента мощности двигателя. Существуют также каскадные соединения, позволяющие регулировать только коэффициент мощности. С помощью коллекторной машины или вентильного преобразователя частоты в цепь ротора асинхронной машины вводится дополнительная ЭДС частоты скольжения $\dot{E}_\Delta$. Эффект от введения такой ЭДС $\dot{E}_\Delta$ подробно анализируется в § 45-6. Для регулирования частоты вращения ЭДС $\dot{E}_\Delta$ должна иметь составляющую $\dot{E}'_\Delta$, которая находится в фазе или противофазе с ЭДС sE_2; для регулирования коэффициента мощности — составляющую $\dot{E}''_\Delta$, которая опережает ЭДС E_2 на угол $\pi/2$.

В зависимости от способа рекуперации активной мощности регулирования $P_\Delta = m_2 E_\Delta I_2 \cos\beta_\Delta$, отдаваемой ротором асинхронного двигателя коллекторной машине (или вентильному преобразователю), различают два основных типа каскадов для регулирования частоты вращения: электрический и электромеханический каскады.

В электрическом каскаде (рис. 68-7, *а*) мощность регулирования P_Δ асинхронного двигателя *АД* возвращается ротором *АД* в сеть или поглощается ротором *АД* из сети с помощью электромеханического или вентильного преобразователя частоты *ПЧ*. *При этом механическая мощность АД*

$$P_{мех} = P_{эм} - P_{э2} \pm P_\Delta = P_{эм}\left(1 - \frac{P_{э2} \mp P_\Delta}{P_{эм}}\right) = P_{эм}(1-s)$$

меньше электромагнитной мощности на мощность $P_{э2} \mp P_\Delta = sP_{эм}$, *которая выделяется в виде электрических потерь* $P_{э2}$ *в цепи ротора и возвращается в сеть в виде мощности* $P_\Delta = sP_{эм} - P_{э2}$.

При частоте вращения ротора выше синхронной, когда $s < 0$, механическая мощность *АД* превосходит электромагнитную мощность $P_{мех} > P_{эм}$. В этом случае недостающая мощность P_Δ поступает в ротор *АД* из сети через преобразователь частоты. Одновременно с регулированием частоты вращения в электрическом каскаде может осуществляться регулирование коэффициента мощности.

В этом случае часть реактивной мощности, необходимой для образования магнитного поля в двигателе, вводится с помощью *ПЧ* в виде мощности Q_Δ в обмотку ротора *АД*. Поскольку реактивная мощность при возбуждении со стороны ротора меньше мощности при возбуждении со стороны статора (см. § 45-6), суммарная реактивная мощность при введении Q_Δ всегда снижается (если $|s| < 1$). Особой разновидностью электрического каскада является каскад, предназначенный только для регулирования коэффициента мощности, в котором в ротор вводится только реактивная мощность Q_Δ, а активная мощность $P_\Delta = 0$.

В электромеханическом каскаде (рис. 68-7, *б*) мощность регулирования P_Δ асинхронного двигателя передается электрически (через преобразователь частоты *ПЧ* или непосредственно) коллекторной машине *КМ*, ротор которой механически связан с ротором *АД*. При частоте вращения ниже синхронной ($s > 0$) часть электромагнитной мощности $P_{эм}$ в виде мощности

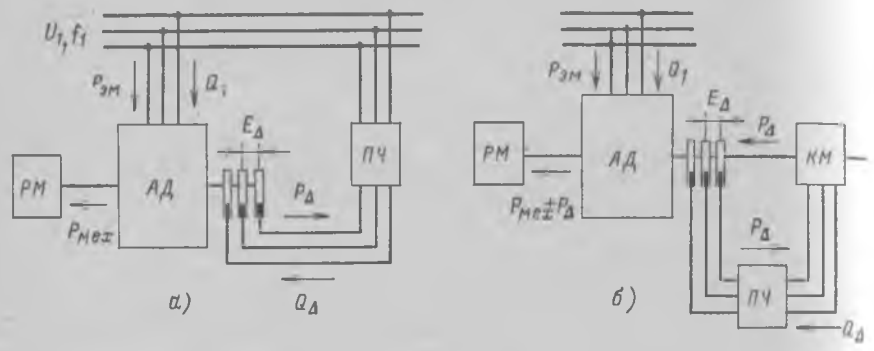


Рис. 68-7. Электрический (*а*) и электромеханический (*б*) каскады асинхронной машины.

$P_\Delta = sP_{эм} - P_{э2}$ передается электрически коллекторной машине *КМ*, которая преобразует ее в механическую мощность, работая в режиме двигателя. При частоте вращения выше синхронной ($s < 0$) коллекторная машина, работая в режиме генератора, потребляет от вала главного двигателя механическую мощность и преобразует ее в электрическую мощность $|P_\Delta| = |s|P_{эм} + P_{э2}$, передаваемую в ротор *АД*.

В конечном счете независимо от режима работы механическая мощность, передаваемая в электромеханическом каскаде рабочей машине *РМ*, складывается из механической мощности $P_{мех} = P_{эм} - P_{э2} - P_\Delta = P_{эм}(1 - s)$, развиваемой главным двигателем *АД*, и механической мощности $P_\Delta = sP_{эм} - P_{э2}$, получаемой от коллекторной машины *КМ*. Поэтому *суммарная механическая мощность электромеханического каскада за вычетом потерь равна электромагнитной мощности* $P_{мех} + P_\Delta = P_{эм} - P_{э2}$ (здесь $P_\Delta > 0$ при $s > 0$; потери в коллекторной машине не учитываются).

Момент каскада $M_к$, передаваемой валом рабочей машине, складывается из момента главного двигателя M и момента коллекторной машины $M_\Delta = Ms/(1 - s)$ и $M_к = M + M_\Delta$, причем при $s > 0$, когда *КМ* работает двигателем, $M_\Delta > 0$; при $s < 0$, когда *КМ* работает генератором, $M_\Delta < 0$.

На рис. 68-8 показаны возможные исполнения преобразователя частоты ПЧ (см. рис. 68-7, *а*) в электрических каскадах с промежуточным звеном постоянного тока. В этих каскадах ток частоты скольжения f_2 в обмотке ротора сначала преобразуется в постоянный ток, а потом в переменный ток частоты f_1, поступающий в сеть. На рис. 68-8, *а* приведена схема преобразования частоты в электрическом каскаде Шер-

б и у с а. В этом каскаде преобразование тока и ЭДС E_Δ частоты f_2 в постоянные ток и ЭДС производится одноякорным преобразователем *ОП*, контактные кольца которого присоединены к обмотке ротора *АД*. Вторая стадия преобразования осуществляется с помощью агрегата постоянной скорости вращения, состоящего из машины постоянного тока *МП*, питающейся от якоря *ОП*, и синхронного генератора *СМ*, включенного в сеть с частотой f_1.

В связи с нарушением устойчивости работы *ОП* при малых скольжениях ($s < 0{,}1$) каскад допускает регулирование частоты вращения только вниз от синхронной примерно от 0,9 до 0,5 Ω_1. Мощность регулирования P_Δ потребляется *ОП*, который работает со стороны колец как двигатель, и передается машине постоянного тока *МП*, которая приводит во вращение синхронный генератор *СМ*. Последний возвращает мощность P_Δ (за вычетом потерь при преобразовании) в сеть с частотой f_1.

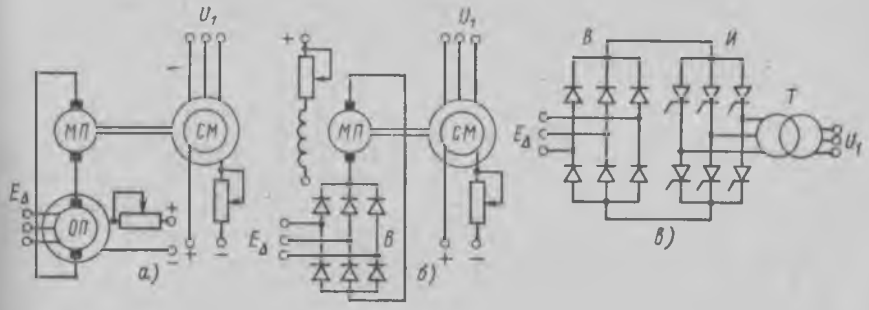


Рис. 68-8. Возможные исполнения преобразователя частоты в электрических каскадах с промежуточным звеном постоянного тока.

Регулирование частоты вращения *АД* производится изменением тока возбуждения машины постоянного тока. Более широкие пределы регулирования (до 10 : 1) вниз от синхронной частоты вращения можно получить, если заменить *ОП* агрегатом, состоящим из синхронного двигателя и генератора постоянного тока. Такой каскад называется а с и н х р о н н о - с и н х р о н н ы м. В нем мощность регулирования не ограничивается возможностями одноякорного преобразователя и лимитируется только предельной мощностью машин постоянного тока, что позволяет выполнить асинхронно-синхронный каскад с главным двигателем мощностью до 30 000 кВт и с пределами регулирования 8 : 1 (в таком каскаде машины постоянного тока имеют двухъякорное исполнение). По мере развития силовой полупроводниковой техники электромашинные преобразователи частоты все в большей степени вытесняются более надежными и экономичными вентильными преобразователями. В в е н т и л ь н о - м а ш и н н о м э л е к т р и ч е с к о м к а с к а д е, преобразователь частоты которого изображен схематически на рис. 68-8, *б*, одноякорный преобразователь заменен выпрямительным мостом *В*, образованным из неуправляемых полупроводниковых (или ионных) вентилей. Преобразование постоянного тока в переменный частоты f_1 производится точно так же, как в каскаде Шербиуса. Следующий шаг во внедрении полупроводниковой техники состоял в том, что агрегат постоянной частоты вращения (*МП* + *СМ*) был заменен инверторным мостом *И*, образованным из управляемых полупроводниковых (или ионных) вентилей. Электрический каскад с промежуточным звеном постоянного тока, в котором обе стадии преобразования осуществляются с помощью вентилей, называется а с и н х р о н н о - в е н т и л ь н ы м. Первые работы по исследованию этого каскада были выполнены в 30-е годы Ф. И. Бутаевым и Е. Л. Эттингером (в СССР) и Александерсеном Виллисом (в США). Схема преобразователя частоты такого каскада, состоящего из выпрямителя *В*, инвертора *И* и согласующего сетевого трансформатора *Т*, показана на рис. 68-8, *в*.

Наряду с наиболее распространенными электрическими каскадами с промежуточным звеном постоянного тока получили известное применение электрические каскады с непосредственной связью (рис. 68-9), в которых ток ротора *АД* с частотой скольжения f_2 преобразуется непосредственно в ток с частотой сети f_1. Возможные исполнения преобразователя частоты *ПЧ* (см. рис. 68-7, *а*) в электромашинных электрических каскадах с непосредственной связью показаны на рис. 68-9, *а*, *б*. В схеме по рис. 68-9*а*, преобразование осуществляется с помощью трехфазного коллекторного двигателя с параллельным возбуждением *КМ* (см. § 68-3), который питается током частотой f_2 от обмотки ротора *АД*, потребляя мощность регулирования P_Δ, и приводит во вращение (с постоянной частотой) синхронный генератор *СМ*, присоединенный к сети с частотой f_1. Регулирование частоты вращения осуществляется изменением добавочной ЭДС E_Δ, индуктируемой в обмотке ротора *КМ*, что достигается изменением ее тока возбуждения при помощи регулировочного устройства *РУ*. Частота вращения в приведенной схеме может регулироваться только вниз от

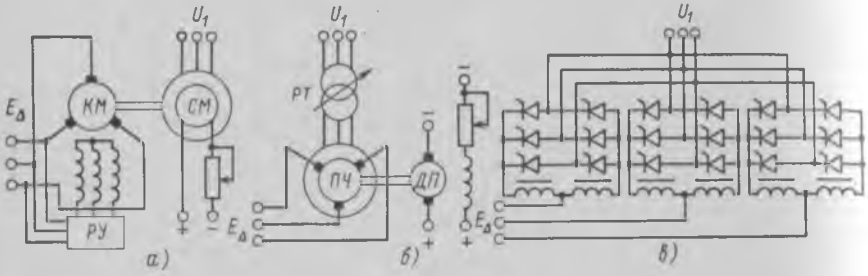


Рис. 68-9. Возможные исполнения преобразователя частоты в электрических каскадах с непосредственной связью.

синхронной, так как при $s = 0$ коллекторная машина теряет возбуждение. Частота вращения не должна быть менее 0,7 синхронной, так как при меньших значениях частота на щетках коллекторной машины будет превосходить 15 Гц, что является недопустимым по условиям коммутации. Схема по рис. 68-9, *б*, в которой используется коллекторный преобразователь частоты *ПЧ* (см. § 68-2), позволяет регулировать частоту вращения как вниз, так и вверх от синхронной, поскольку дополнительная ЭДС частоты скольжения не задается с помощью регулировочного трансформатора *РТ* и не зависит от скольжения главного двигателя. Мощность регулирования P_Δ передается от ротора *АД* через *ПЧ* и *РТ* непосредственно в сеть.

Двигатель постоянного тока *ДП*, приводящий во вращение ротор *ПЧ*, рассчитывается только на мощность потерь в *ПЧ*. С помощью *ДП* устанавливается такая частота вращения ротора *ПЧ*, при которой частота ЭДС на его щетках совпадает с частотой скольжения *АД*. По условиям коммутации ПЧ частота вращения каскада может регулироваться примерно в пределах 0,75—1,25 синхронной.

При современном развитии силовой полупроводниковой техники преобразователь частоты в электрическом каскаде с непосредственной связью может быть выполнен полностью вентильным. Принципиальная схема такого вентильного преобразователя частоты, подробно исследованного в работах Д. А. Завалишина, Е. Л. Эттингера и др., приведена на рис. 68-9, *в*.

Реверсивный преобразователь, выполненный по встречно-параллельной схеме, состоит из трех однофазных блоков, образованных из управляемых полупроводниковых вентилей (тиристоров). На вход преобразователя подается напряжение U_1 частотой f_1, на его выходе получается напряжение E_Δ частотой f_2. Преобразователь управляется сигналами на включение вентилей, поступающими от блока управления. Регулирование частоты выходного напряжения f_2 про-

изводится изменением числа полуволн входного напряжения, укладывающихся в полуволну выходного напряжения. Регулирование выходного напряжения E_Δ осуществляется изменением углов включения вентилей.

Каскад с реверсивным вентильным преобразователем допускает регулирование частоты вращения как вниз, так и вверх по отношению к синхронной. Однако для обеспечения устойчивости при сверхсинхронной скорости требуется принимать специальные меры.

Возможные исполнения электромеханических каскадов приведены на рис. 68-10. Электромеханические каскады по рис. 68-10, *б* могут быть выполнены с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 68-10, *а*, *б*) или без такого звена — с непосредственной связью (рис. 68-10, *в*).

В электромеханических каскадах с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 68-7, *а*, *б*) мощность регулирования P_Δ возвращается на вал асинхронного двигателя *АД* с помощью двигателя постоянного тока *МП*, получающего питание от обмотки ротора *АД* через преобразователь частоты *ПЧ*. Преобразователь частоты выполняет в этом случае функции выпрямителя, преобразуя ток и ЭДС E_Δ частотой f_2 в постоянный ток

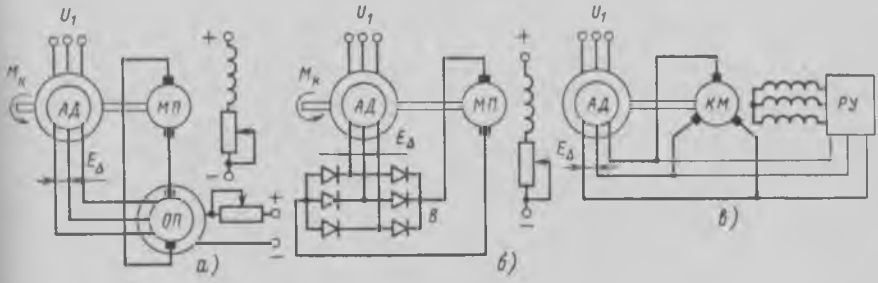


Рис. 68-10. Возможные исполнения в электромеханических каскадах.

и ЭДС. В схеме электромашинного каскада Кремера, приведенной на рис. 68-10, *а*, в качестве выпрямителя используется одноякорный преобразователь *ОП*. В связи с этим схеме присущи те же недостатки, что и каскаду Шербиуса (см. ранее): возможность регулирования только вниз от синхронной скорости; нарушение устойчивости *ОП* при $s < 0{,}1$; ограничения по мощности. Поэтому в мощных электромеханических каскадах применяют вместо одноякорного преобразователя агрегат, состоящий из синхронного двигателя и генератора постоянного тока. Такой электромеханический каскад называется асинхронно-синхронным. В вентильно-машинном электромеханическом каскаде, схема которого изображена на рис. 68-10, *б*, выпрямление тока частотой f_2 производится с помощью выпрямительного моста *В*, составленного из неуправляемых полупроводниковых вентилей.

Одно из возможных исполнений электромеханического каскада с непосредственной связью показано на рис. 68-10, *в*. В этих каскадах преобразователь частоты вообще отсутствует, а в качестве двигателя, реализующего мощность скольжения P_Δ, применяется коллекторный двигатель переменного тока *КМ* (в рассматриваемом исполнении трехфазный коллекторный двигатель с параллельным возбуждением, см. § 68-3). В трехфазном коллекторном двигателе частота ЭДС E_Δ на щетках двигателя совпадает с частотой тока f_2 в его обмотке возбуждения. Поэтому с его помощью можно ввести в обмотку ротора асинхронного двигателя ЭДС E_Δ частоты скольжения. Эту ЭДС и, следовательно, скольжение главного двигателя *АД* можно изменять с помощью регулировочного устройства *РУ*. По тем же причинам, что и в электрическом каскаде с коллекторным двигателем, регулирование частоты вращения в рассматриваемой схеме может производиться только вниз от синхронной (частоты

вращения выше синхронной могут быть получены, если обмотка возбуждения KM будет питаться от независимого источника напряжения частоты скольжения). Из-за ограничений по условиям коммутации мощность коллекторной машины в каскаде не должна превышать 150—200 кВт, а мощность каскада (при регулировании до 0,7 синхронной скорости) — 450—600 кВт.

В настоящее время электромашинные каскады почти полностью вытеснены вентильно-машинными и вентильными каскадами, которые могут быть выполнены на любые мощности и пределы регулирования и обладают рядом других достоинств.

68-5. ОДНОФАЗНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Однофазные коллекторные двигатели напоминают по своему устройству двигатели постоянного тока. На роторе этих двигателей располагается замкнутая якорная обмотка, присоединенная к коллектору. Магнитопровод статора может иметь явнополюсное или неявнополюсное исполнение. С целью уменьшения магнитных потерь он набирается из изолированных листов электротехнической стали. В пазах статора располагается разноименнополюсная сосредоточенная или распределенная однофазная обмотка.

В однофазных коллекторных двигателях с последовательным возбуждением обмотки статора и ротора соединяются электрически последовательно (см. рис. 68-12); в индукционных однофазных коллекторных двигателях между обмотками статора и ротора имеется только трансформаторная связь (см. рис. 68-15).

а) Особенности электромагнитных процессов в однофазных двигателях

1) Электродвижущие силы в обмотке ротора. Переменный магнитный поток взаимной индукции Φ, образуемый переменными токами в обмотках однофазного двигателя; может быть разложен на две составляющие: продольный поток Φ_d и поперечный поток Φ_q (рис. 68-11). При вращении ротора в продольном поле на его щетках индуктируется ЭДС вращения $e_в$, пропорциональная мгновенному значению продольного потока Φ_d. Если поток Φ_d изменяется во времени синусоидально с частотой $f_Φ$, то ЭДС $e_в$ тоже будет изменяться синусоидально в фазе (в режиме генератора) или в противофазе (в режиме двигателя) с потоком Φ_d. Ее мгновенное значение может быть рассчитано по формуле, выведенной применительно к машине постоянного тока (§ 64-5). Распространяя эту формулу на амплитудное значение ЭДС $E_{вm}$ и имея в виду, что $E_{вm} = \sqrt{2}E_в$, находим действующее значение ЭДС вращения

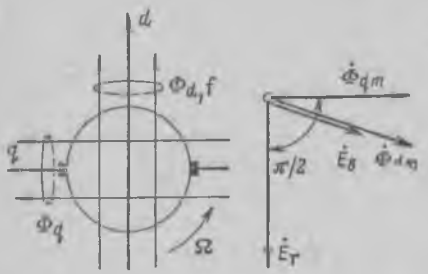


Рис. 68-11. Электродвижущие силы в обмотке ротора однофазного коллекторного двигателя.

$$E_в = c_0 \Omega \Phi_{dm}/\sqrt{2} = 2\sqrt{2} f w \Phi_{dm}, \qquad (68\text{-}13)$$

где Φ_{dm} — амплитуда продольного потока;
$f = p\Omega/(2\pi)$ — частота вращения ротора;
Ω — угловая скорость ротора.

Кроме того, в параллельной ветви обмотки ротора, включенной между щетками, будет индуктироваться так называемая трансформаторная ЭДС $e_т$. Эта ЭДС индуктируется в результате изменения поперечного потока Φ_q

с частотой f_Φ и имеет ту же природу, что и ЭДС во вторичной обмотке трансформатора. Действующее значение этой ЭДС

$$E_т = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_\Phi k_о \omega \Phi_{qm} = 2\sqrt{2} f_\Phi \omega \Phi_{qm}. \qquad (68\text{-}14)$$

В этой формуле Φ_{qm} — амплитуда поперечного потока; $k_о = k_у k_р \approx 2/\pi$ — обмоточный коэффициент (см. § 64-5).

Трансформаторная ЭДС не зависит от частоты вращения ротора и отстает от потока Φ_{qm} на угол $\pi/2$.

2) Электромагнитный момент. Мгновенный вращающий электромагнитный момент, действующий на ротор однофазного двигателя, может быть рассчитан по формуле, выведенной для машины постоянного тока (см. § 64-6):

$$M = c_0 i \Phi_d,$$

где $i = I_m \cos \omega_\Phi t$;

$\Phi_d = \Phi_{dm} \cos(\omega_\Phi t - \beta)$ — мгновенные ток ротора и продольный поток.

Представляя мгновенный момент как функцию времени

$$M = \frac{c_0 I_m \Phi_{dm}}{2} [\cos(2\omega_\Phi t - \beta) + \cos\beta],$$

замечаем, что он включает постоянную составляющую, пропорциональную $\cos\beta$ и переменную составляющую, пропорциональную $\cos(2\omega_\Phi t - \beta)$, которая изменяется с двойной частотой $2f_\Phi = 2\omega_\Phi/(2\pi)$. Средний момент $M_{ср}$ находится путем интегрирования мгновенного момента M на протяжении периода $T = 1/f_\Phi = 2\pi/\omega_\Phi$

$$M_{ср} = \frac{1}{T} \int_0^T M\, dt = \frac{c_0 I_m \Phi_{dm}}{2} \cos\beta. \qquad (68\text{-}15)$$

С этим моментом связаны процессы электромеханического преобразования энергии в однофазном двигателе. Не трудно выразить электромагнитную мощность, преобразуемую двигателем в механическую мощность,

$$P_{эм} = P_{мех} = M_{ср}\Omega = E_в I \cos\beta, \qquad (68\text{-}16)$$

где $E_в = c_0 \Omega \Phi_{dm}/\sqrt{2}$;

$I = I_m/\sqrt{2}$ — действующие ЭДС вращения и ток якоря.

Как видно из (68-16), *электромагнитная мощность и электромеханическое преобразование энергии в однофазной машине связаны только с ЭДС вращения.*

3) Коммутация. В коммутируемых секциях обмотки ротора однофазного коллекторного двигателя, так же как в трехфазных коллекторных двигателях, индуктируются три ЭДС различной природы: реактивная ЭДС, ЭДС вращения и трансформаторная ЭДС. Реактивная ЭДС, связанная с изменением тока в коммутируемой секции, пропорциональна мгновенному току ротора и частоте вращения; она представляет собой переменную ЭДС $E_р$, изменяющуюся в фазе с током ротора. Электродвижущая сила вращения $E_{вк}$ индуктируется в коммутируемой секции при ее перемещении в поперечном поле; она также пропорциональна частоте вращения и току ротора и представляет собой переменную ЭДС, изменяющуюся в фазе с током ротора. Трансформаторная ЭДС $E_{т.к}$ индуктируется в коммутируемой секции вследствие изменения продольного потока Φ_d с частотой сети f_Φ; действующее значение этой ЭДС пропорционально потоку Φ_d и частоте сети f_Φ; по фазе она отстает от потока на угол $\pi/2$. Появление трансформаторной ЭДС $E_{т.к}$ существенно ухудшает коммутацию тока в однофазных коллекторных двигателях по сравнению с двигателями постоянного тока.

б) Однофазный коллекторный двигатель с последовательным возбуждением

Двигатель схематически изображен на рис. 68-12. По своей конструкции он мало отличается от двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением. На статоре двигателя кроме обмотки возбуждения B, включенной последовательно с обмоткой ротора, располагаются еще две обмотки, также соединенные последовательно с ротором: обмотка дополнительных полюсов $Д$ и компенсационная обмотка $К$.

Ток I двигателя определяется из уравнения напряжений

$$U = -\dot{E}_в + R\dot{I} + jX\dot{I},$$

в котором R, X — активное и индуктивное сопротивления последовательно включенных обмоток ротора, возбуждения, компенсационной и дополнительных полюсов (благодаря компенсирующему действию обмоток $К$ и $Д$ индуктивное сопротивление X меньше индуктивного сопротивления обмотки ротора).

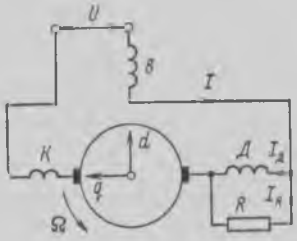


Рис. 68-12. Схема однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением.

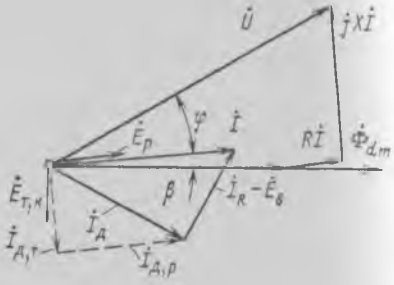


Рис. 68-13. Диаграмма однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением.

Уравнению соответствует диаграмма напряжений на рис. 68-13. Поскольку продольный поток Φ_{dm}, образованный током I в обмотке возбуждения, в ненасыщенной машине пропорционален току I, ЭДС вращения (68-13) целесообразно выразить через ток I в следующем виде: $\dot{E}_в = -\Omega_* r_\Omega \dot{I}$, где r_Ω — коэффициент пропорциональности, определяемый с помощью характеристики намагничивания машины и являющийся функцией тока I (если характеристика намагничивания линеаризована, то $r_\Omega = \text{const}$); $\Omega_* = \Omega/\Omega_\Phi$ — относительная угловая скорость; $\Omega_\Phi = 2\pi f_\Phi/p$ — базисная угловая скорость, имеющая смысл синхронной угловой скорости при частоте сети.

Рассматривая уравнения для $\dot{U}$ и $\dot{E}_в$ совместно, находим ток двигателя

$$I = |\dot{I}| = \left| \frac{\dot{U}}{R + r_\Omega \Omega_* + jX} \right| = \frac{U}{\sqrt{(R + r_\Omega \Omega_*)^2 + X^2}}.$$

Электромагнитный момент двигателя удобно выразить через электромагнитную мощность по (68-16)

$$M_{ср} = \frac{P_{эм}}{\Omega} = \frac{E_в I \cos\beta}{\Omega} = \frac{U^2 r_\Omega}{\Omega_\Phi \left[(R + r_\Omega \Omega_*)^2 + X^2\right]}.$$

На рис. 68-14 показано построенное с помощью этого уравнения семейство механических характеристик двигателя. Характеристики получаются такими же мягкими, как у двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением. Регулирование частоты вращения двигателя в широких пределах может осуществляться за счет изменения напряжения с помощью регулировочного трансфор-

матора. Для реверсирования двигателя используется переключение обмотки возбуждения с изменением направления тока в ней на обратное.

Крупные однофазные двигатели с последовательным возбуждением нашли применение только в электрической тяге. С целью улучшения коммутации для их питания используется переменный ток пониженной частоты ($16^2/_3$ или 25 Гц). Для получения напряжения на щетках, допустимого по условиям коммутации (300 В при 25 Гц и 500 В при $16^2/_3$ Гц), двигатели присоединяются к контактной сети, имеющей напряжение 10—25 кВ, через понижающий трансформатор. Тяговые однофазные двигатели обладают высокими КПД и cos φ (КПД ≈ 0,9 и cos φ = 0,96 ÷ 0,97 при $16^2/_3$ Гц) и хорошими пусковыми свойствами (при понижении напряжения до 40—50% $U_н$ начальный пусковой момент и начальный пусковой ток близки к номинальным). Мощность тяговых двигателей достигает 2500 кВт.

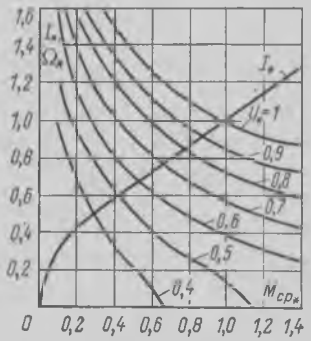


Рис. 68-14. Механические характеристики однофазного коллекторного двигателя с последовательным возбуждением.

Однако в последние годы на электрифицированных железных дорогах тяговые однофазные двигатели вытесняются двигателями постоянного тока, питающимися от контактной сети переменного тока 50 Гц через полупроводниковые выпрямители.

Маломощные однофазные двигатели (до 0,5 кВт), предназначенные для питания от сети 50—60 Гц, широко применяются для высокоскоростного (до 30 000 об/мин) и регулируемого электроприводов (пылесосы, полотеры, швейные машины, электродрели и др.).

Маломощные последовательные двигатели (десятки ватт) часто выпускаются для питания от сетей переменного (50 Гц) и постоянного тока. Такие двигатели называют универсальными коллекторными двигателями. Обмотка возбуждения универсального двигателя имеет дополнительный отвод, который позволяет при питании двигателя от сети переменного тока отключить часть обмотки, снизить ее индуктивное сопротивление и получить такую же частоту вращения, как и при питании от сети постоянного тока.

в) Однофазные коллекторные двигатели с трансформаторной связью обмоток статора и ротора (репульсионные двигатели)

В отличие от однофазных двигателей с последовательным возбуждением в этих двигателях отсутствует электрическая связь между обмотками статора и ротора. Двигатель такого рода с двумя последовательно включенными обмотками статора, одна из которых создает продольное поле $Φ_d$, а вторая — поперечное поле $Φ_q$, был предложен Л. Аткинсоном. В этом двигателе щетки замкнуты накоротко и ток в обмотке ротора появляется под действием трансформаторной ЭДС $E_т$ по (68-14), индуктируемой в результате изменения поперечного потока $Φ_q$ с частотой $f_Φ$.

По предложению Э. Арнольда, вместо двух статорных обмоток, ориентированных по продольной и поперечной осям ротора, на статоре двигателя располагается всего одна обмотка *1* (рис. 68-15). Цепь якорной обмотки *2* замыкается накоротко через электрическое соединение между щетками. С помощью специального приспособления щетки могут устанавливаться в любом положении по отношению к оси обмотки статора. Двигатели такого исполнения получили довольно широкое распространение под названием репульсионных двигателей или двигателей Томпсона. Двигатели могут включаться непосредственно в сеть и их пуск в ход и регулирование частоты вращения могут осуществляться только с по-

мощью перемещения щеток (без каких-либо внешних дополнительных регулировочных или пусковых устройств).

Свойства двигателя существенно зависят от положения щеток, которое принято характеризовать углом α между продольной осью d и осью обмотки статора (рис. 68-15). Разложим пульсирующую МДС обмотки статора F_1 на две пульсирующие составляющие: $F_{1q} = F_1 \sin\alpha$, направленную по оси щеток q, и $F_{1d} = F_1 \cos\alpha$, направленную по оси d, перпендикулярной оси щеток. Под действием МДС F_{1q} в обмотке неподвижного ротора, как и во вторичной обмотке трансформатора, индуктируется трансформаторная ЭДС $E_{2т}$ и появляется ток I_2, стремящийся уменьшить поперечное поле статора. Этот ток образует МДС F_2, направленную противоположно F_{1q}. Ток I_2, взаимодействуя с полем Φ_d от продольной составляющей МДС статора F_{1d}, образует (68-15) вращающий момент $M = (c_0 I_2 \Phi_d \cos\beta)/\sqrt{2}$, всегда направленный в сторону, противоположную повороту щеток из положения $\alpha = 0$. Поскольку при $\alpha = 0$, ток $I_2 = 0$, поток $\Phi_d = \Phi_{d\,max}$, а при $\alpha = 90°$, наоборот, $\Phi_d = 0$, ток $I_2 = I_{2\,max}$, начальный пусковой момент при $\alpha = 0$ и при $\alpha = 90°$ обращается в нуль. Максимальный пусковой момент получается при $\alpha = 75 \div 80°$. После того как ротор под действием момента M приходит во вращение, в обмотке ротора появляется кроме трансформаторной ЭДС $E_{2т}$ еще и ЭДС вращения $E_{2в}$. Поэтому установившийся режим во вращающемся двигателе описывается следующими уравнениями напряжений:

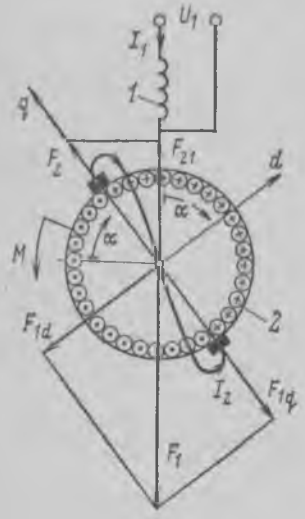


Рис. 68-15. Репульсионный двигатель (двигатель Томпсона).

$$\dot{U}_1 - \dot{I}_1 \underline{Z}_1 = -\dot{E}_{1т}; \qquad (68\text{-}17)$$

$$\dot{E}'_{2т} + \dot{E}'_{2в} = \dot{I}'_2 \underline{Z}'_2. \qquad (68\text{-}18)$$

При этом приведенная трансформаторная ЭДС $\dot{E}'_{2т}$ в обмотке ротора (68-14) индуктируется вследствие пульсации с частотой f_Φ результирующего поперечного потока Φ_q, образованного результирующей поперечной МДС $\dot{F}_{1q} + \dot{F}_2 = F_1 \sin\alpha + F_2 \sim I_1 \sin\alpha + I'_2$, поэтому

$$\dot{E}'_{2т} = -j2\sqrt{2} f_\Phi w \dot{\Phi}_q = -j(I_1 \sin\alpha + \dot{I}'_2) X_0, \qquad (68\text{-}19)$$

где X_0 — индуктивное сопротивление взаимной индукции между обмотками статора и ротора, приведенное к обмотке статора.

Трансформаторная ЭДС $\dot{E}_{1т}$ в обмотке статора индуктируется вследствие пульсации результирующей МДС, направленной по оси обмотки $\dot{F}_1 + \dot{F}_{2d} = \dot{F}_1 + \dot{F}_2 \sin\alpha \sim \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 \sin\alpha$, поэтому

$$\dot{E}_{1т} = -j(I_1 \sin\alpha + \dot{I}'_2) X_0. \qquad (68\text{-}20)$$

Приведенная ЭДС вращения $E'_{2в}$ в обмотке ротора образуется при перемещении ротора с угловой скоростью Ω в продольном поле Φ_d, образованном МДС $F_{1d} = \dot{F}_1 \cos\alpha \sim \dot{I}_1 \cos\alpha$. С помощью (68-13) найдем:

$$E'_{2в} = 2\sqrt{2} f w \dot{\Phi}_d = X_0 \Omega_* \dot{I}_1 \cos\alpha, \qquad (68\text{-}21)$$

где $\Omega_* = \Omega/\Omega_\Phi$ — относительная угловая скорость;

$\Omega_\Phi = 2\pi f_\Phi / p$ — синхронная угловая скорость при частоте f_Φ.

Рассматривая (68-17) — (68-21) совместно, находим

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{U}_1 [Z_1 + C_0 (Z_2' + \Omega_* X_0 \sin\alpha \cos\alpha + jX_0 \cos^2\alpha)]; \\ \dot{I}_2' &= -\dot{I}_1 C_0 (\sin\alpha + j\Omega_* \cos\alpha), \end{aligned}\right\} \qquad (68\text{-}22)$$

где $C_0 = X_0/(X_0 + Z_2')$ — комплексный коэффициент.

Вращающий момент может быть определен по (68-15), (68-16):

$$M_{\text{ср}} = (\dot{E}_{2\text{в}}' \dot{I}_2' \cos\beta)/\Omega = \text{Re}\, \dot{E}_{2\text{в}}' \dot{I}_2^{*\prime}/\Omega.$$

Механические характеристики двигателя напоминают характеристики однофазного двигателя с последовательным возбуждением. В номинальном режиме угол α обычно равен 65—75°. Частота вращения двигателя может регулироваться смещением щеток в пределах $\Omega_* = 0{,}3 \div 1{,}1$. Имеются также другие модификации репульсионных двигателей, из которых наилучшими пусковыми и регулировочными свойствами обладает двигатель Дери. В отличие от двигателя Томпсона этот двигатель имеет двойной комплект короткозамкнутых щеток (т. е. число щеток в 2 раза превышает число полюсов). Рабочие характеристики этого двигателя похожи на характеристики двигателя Томпсона. Однако благодаря облегченным условиям коммутации двигатели Дери могут выполняться на большую мощность (до 200 кВт при 50 Гц) и могут иметь пределы регулирования Ω_* от 0 до 1,1.

ЧАСТЬ СЕДЬМАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

ВВЕДЕНИЕ

Переходные процессы происходят при переходе от одного установившегося режима к другому. Они возникают вследствие изменения напряжений электрических сетей, сопротивлений обмоток или нагрузки, внешнего вращающего момента, приложенного к валу. Переходные процессы могут быть связаны как с эксплуатационными переключениями, так и с аварийными изменениями напряжения и сопротивлений, которые возникают при коротких замыканиях в электрических сетях или в обмотках машин.

Примерами переходных процессов эксплуатационного характера являются включение в сеть переменного тока и последующий разгон асинхронных двигателей, асинхронный пуск синхронных двигателей, самосинхронизация синхронных генераторов.

Примерами переходных процессов, возникающих вследствие аварий, являются внезапные симметричные и несимметричные короткие замыкания синхронных и асинхронных машин.

При переходных процессах в обмотках машин могут появляться токи, во много раз превосходящие номинальные. Электромагнитный момент и электромагнитные силы также могут быть во много раз большими, чем в номинальном режиме. В некоторых случаях могут появляться недопустимо большие электрические напряжения на отдельных элементах электрической машины.

Переходные процессы разделяют на две группы: электромагнитные и электромеханические. Электромагнитными называют переходные процессы, в течение которых частоту вращения машины можно считать постоянной; электромеханическими — переходные процессы, связанные с существенными изменениями частоты вращения и кинетической энергии вращающихся частей машины.

Машина должна выдерживать без повреждений ожидаемые переходные процессы. Теория должна обеспечивать возможность предвидения протекания эксплуатационных переходных процессов (например, дать ответ на вопрос, при каких условиях процесс самосинхронизации завершится втягиванием в синхронизм). Заранее выполненный расчет аварийного переходного процесса (например внезапного короткого замыкания) необходим для наладки автоматической защиты электрических машин, которая отключает их от сети. Теория переходных процессов в электрических машинах весьма сложна. Здесь рассматриваются лишь важнейшие элементы

этой теории применительно к асинхронным и синхронным машинам обычного исполнения. При этом используются материалы ч. 2 «Общие вопросы теории машин переменного тока».

ГЛАВА ШЕСТЬДЕСЯТ ДЕВЯТАЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

69-1. ЗАПИСЬ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ЧЕРЕЗ ФАЗНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Полная система уравнений переходного процесса должна включать в себя дифференциальные уравнения напряжений обмоток и уравнения движения вращающихся частей машины. При промышленной частоте 50 Гц обмотки машины рассматриваются как электрические цепи с сосредоточенными параметрами, так как при этом длина электромагнитной волны много больше линейных размеров обмоток. Здесь рассматривается асинхронная машина с p-периодными трехфазными симметричными обмотками статора и ротора. Одноперiодная модель такой машины изображена на рис. 69-1. Обмотка статора включается в сеть переменного тока. Обмотка ротора замыкается на сопротивления. Считаются заданными все величины в начальном установившемся режиме, предшествовавшем переходному процессу: мгновенные значения напряжений и токов в фазах обмоток ($u_{1A\Sigma}$, $u_{1B\Sigma}$, $u_{1C\Sigma}$, $u_{2a\Sigma}$, $u_{2b\Sigma}$, $u_{2c\Sigma}$, $i_{1A\Sigma}$, $i_{1B\Sigma}$, $i_{1C\Sigma}$, $i_{2a\Sigma}$, $i_{2b\Sigma}$, $i_{2c\Sigma}$) и начальная угловая скорость ротора Ω. В начальном режиме электромагнитный момент M уравновешивается внешним моментом $M_в$, приложенным к валу ротора. Угловое ускорение равно нулю ($d\Omega/dt = 0$), а начальная угловая скорость ротора постоянна ($\Omega = \text{const}$). Переходный процесс возникает при симметричном или несимметричном изменении фаз или амплитуд переменных напряжений первичной сети, питающей обмотку статора (например, при изменении амплитуд симметричных составляющих напряжения прямой $\sqrt{2}U_{11}$, обратной $\sqrt{2}U_{21}$ или нулевой $\sqrt{2}U_{01}$ последовательности). Этот процесс происходит также при внезапном изменении внешнего момента $M_в$, после которого нарушается равновесие моментов, появляется ускорение и устанавливается новое значение частоты вращения.

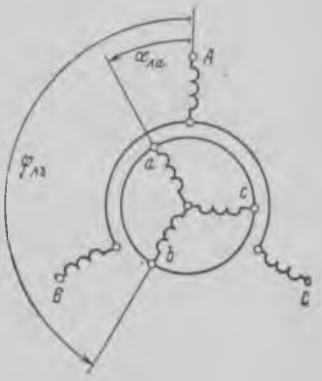


Рис. 69-1. Асинхронная машина с трехфазными обмотками статора и ротора (одноперiодная модель).

Для определения токов в переходном процессе должна быть решена при заданных начальных условиях система дифференциальных уравнений для мгновенных фазных напряжений обмотки статора

$$\left.\begin{aligned} u_{1A\Sigma} &= R_1 i_{1A\Sigma} + \frac{d\Psi_{1A\Sigma}}{dt}; \\ u_{1B\Sigma} &= R_1 i_{1B\Sigma} + \frac{d\Psi_{1B\Sigma}}{dt}; \\ u_{1C\Sigma} &= R_1 i_{1C\Sigma} + \frac{d\Psi_{1C\Sigma}}{dt} \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}1)$$

и мгновенных фазных напряжений обмотки ротора

$$\left.\begin{aligned} u_{2a\Sigma} &= R_2 i_{2a\Sigma} + \frac{d\Psi_{2a\Sigma}}{dt}; \\ u_{2b\Sigma} &= R_2 i_{2b\Sigma} + \frac{d\Psi_{2b\Sigma}}{dt}; \\ u_{2c\Sigma} &= R_2 i_{2c\Sigma} + \frac{d\Psi_{2c\Sigma}}{dt}, \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}2)$$

В уравнение (69-2) вводятся роторные величины, приведенные к обмотке статора (индекс приведения «′» обычно опускается). Приведение делается с целью упрощения дальнейших преобразований. При приведении используются формулы § 42-2.

Если магнитная цепь машины не насыщена, потокосцепления с фазами обмоток статора и ротора выражаются через токи фаз и соответствующие индуктивности, например для фазы A статора

$$\begin{aligned} \Psi_{1A\Sigma} = {} & L_{AA\Sigma} i_{1A\Sigma} + L_{AB\Sigma} i_{1B\Sigma} + L_{AC\Sigma} i_{1C\Sigma} + \\ & + L_{Aa} i_{2a\Sigma} + L_{Ab} i_{2b\Sigma} + L_{Ac} i_{2c\Sigma}; \end{aligned} \qquad (69\text{-}3)$$

для фазы a ротора

$$\begin{aligned} \Psi_{2a\Sigma} = {} & L_{aa\Sigma} i_{2a\Sigma} + L_{ab\Sigma} i_{2b\Sigma} + L_{ac\Sigma} i_{2c\Sigma} + \\ & + L_{aA} i_{1A\Sigma} + L_{aB} i_{1B\Sigma} + L_{ac} i_{1C\Sigma}. \end{aligned} \qquad (69\text{-}4)$$

Потокосцепления с другими фазами записываются аналогично. В уравнения для потокосцеплений входят (см. гл. 28) индуктивности фаз

$$\left.\begin{aligned} L_{AA\Sigma} &= L_{AA\sigma} + L_{AA}, \\ L_{BB\Sigma} &= L_{BB\sigma} + L_{BB} \ldots, \\ L_{aa\Sigma} &= L_{aa\sigma} + L_{aa}, \\ L_{bb\Sigma} &= L_{bb\sigma} + L_{bb} \ldots, \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}5)$$

взаимные индуктивности между фазами статора

$$\begin{aligned} L_{AB\Sigma} &= L_{AB\sigma} + L_{AB}, \\ L_{AC\Sigma} &= L_{AC\sigma} + L_{AC}, \end{aligned}$$

взаимные индуктивности между фазами ротора

$$L_{ab\,\Sigma} = L_{ab\sigma} + L_{ab},$$
$$L_{ac\,\Sigma} = L_{ac\,\Sigma} + L_{ac}$$

и взаимные индуктивности между фазами ротора и статора (L_{Aa}, L_{Ab}, L_{Ac}, L_{Ba}, L_{Bb}, L_{Bc} ...). Если учитывать высшие гармонические поля в зазоре только при расчете индуктивностей и взаимных индуктивностей рассеяния ($L_{AA\sigma}$, $L_{AC\sigma}$, ..., $L_{aa\sigma}$, $L_{ac\sigma}$ ...), то все остальные индуктивности и взаимные индуктивности (L_{AA}, L_{AB}, ..., L_{aa}, L_{ab}, L_{Aa}, L_{Ab} ...) связаны только с основными гармоническими поля в зазоре и могут быть рассчитаны по формулам для главных индуктивностей и взаимных индуктивностей (гл. 28). Имея в виду, что все величины ротора должны быть приведены к обмотке статора, в формулы вместо обмоточных данных ротора подставляются обмоточные данные статора (w_1 вместо w_2, k_{o1} вместо k_{o2}, m_1 вместо m_2) *. После приведения к обмотке статора главные индуктивности всех фаз оказываются одинаковыми и не зависящими от углового положения ротора

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_m;$$
$$L_m = \frac{4\mu_0}{p_\tau \pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \frac{\tau l_\delta}{\delta k_\delta}, \qquad (69\text{-}6)$$

где L_m — максимальная приведенная взаимная индуктивность между фазами статора и ротора.

Главные взаимные индуктивности между фазами статора

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = -L_m/2 \qquad (69\text{-}7)$$

и взаимные индуктивности между фазами ротора

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = -L_m/2 \qquad (69\text{-}8)$$

также равны друг другу и не зависят от углового положения ротора.

И лишь взаимные индуктивности между фазами ротора и статора зависят от углового положения ротора, характеризующегося углом γ между осями фаз A и a:

$$L_{Aa} = L_{Bb} = L_{Cc} = L_m \cos\alpha_{Aa};$$
$$L_{Ab} = L_{Bc} = L_{Ca} = L_m \cos\alpha_{Ab};$$
$$L_{Ac} = L_{Ba} = L_{Cb} = L_m \cos\alpha_{Ac},$$

и вообще

$$L_{kn} = L_m \cos\alpha_{kn}, \qquad (69\text{-}9)$$

где α_{kn} — электрические углы между осями фаз статора $k = A, B, C$ и осями фаз ротора $n = a, b, c$, которые имеют следующие значения:

$$\alpha_{Aa} = \alpha_{Bb} = \alpha_{Cc} = \alpha = p_\tau \gamma;$$
$$\alpha_{Ab} = \alpha_{Bc} = \alpha_{Ca} = \alpha + 2\pi/3;$$
$$\alpha_{Ac} = \alpha_{Ba} = \alpha_{Cb} = \alpha + 4\pi/3.$$

* Здесь и в дальнейшем число периодов обозначается p_τ во избежание совпадения с символом оператора дифференцирования $p = d/dt$.

При вращении ротора с постоянной скоростью угол между осями фаз A и a возрастает линейно $\gamma = \gamma_0 + \Omega_0 t$, в общем случае

$$\gamma = \gamma_0 + \int_0^t \Omega \, dt. \tag{69-10}$$

Если требуется учитывать изменение угловой скорости ротора, к этим уравнениям необходимо добавить уравнение движения ротора

$$M + M_в = J \frac{d\Omega}{dt}, \tag{69-11}$$

в котором J — момент инерции ротора машины [1], и уравнение для угловой скорости ротора

$$\Omega = \Omega_0 + \int_0^t \left(\frac{d\Omega}{dt}\right) dt. \tag{69-12}$$

При принятых допущениях электромагнитный момент в (69-11) выражается через производные индуктивностей обмоток по углу γ и фазные токи и может быть в общем случае рассчитан по (18-6), в которое входят только производные взаимных индуктивностей между одной из фаз ротора и одной из фаз статора

$$M = \sum_{k=A,\,B,\,C} i_{1k\Sigma} \sum_{n=a,\,b,\,c} i_{2n\Sigma} \frac{dL_{kn}}{d\gamma}. \tag{69-13}$$

Система дифференциальных уравнений, включающая (18-6) — (69-13), исчерпывающим образом описывает переходные процессы в трехфазной асинхронной машине, однако ее непосредственное решение затруднительно по двум причинам:

1) система содержит много неизвестных (шесть фаз статора и ротора);

2) в нее входят периодически изменяющиеся взаимные индуктивности L_{Aa}, L_{Ab} и др., вследствие чего часть коэффициентов при производных токов в дифференциальных уравнениях (69-1), (69-2) периодически изменяется в функции времени.

Для того чтобы упростить решение исходной системы уравнений, прибегают к ее преобразованию, при котором естественные переменные (токи, потокосцепления, напряжения фаз) выражаются через другие, более удобные переменные величины.

69-2. ВЫДЕЛЕНИЕ СОСТАВЛЯЮЩИХ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ФАЗНЫХ ВЕЛИЧИН

Если фазные величины содержат составляющие нулевой последовательности, то их нужно предварительно выделить. Например, если мгновенные токи фаз $i_{1A\Sigma}$, $i_{1B\Sigma}$, $i_{1C\Sigma}$ в сумме не равны нулю

$$i_{1A\Sigma} + i_{1B\Sigma} + i_{1C\Sigma} \neq 0$$

[1] Момент инерции ротора рассчитывается с учетом влияния элементов, приводимых в движение машиной.

и содержат ток нулевой последовательности

$$i_{01}=(i_{1A\Sigma}+i_{1B\Sigma}+i_{1C\Sigma})/3, \qquad (69\text{-}14)$$

то эти токи следует представить в виде сумм двух составляющих: токов нулевой последовательности в каждой из фаз i_{10} и токов

$$i_{1A}=i_{1A\Sigma}-i_{01},\ i_{1B}=i_{1B\Sigma}-i_{01},\ i_{1C}=i_{1C\Sigma}-i_{01},$$

которые не содержат токов нулевой последовательности и в сумме равны нулю

$$i_{1A}+i_{1B}+i_{1C}=(i_{1A\Sigma}+i_{1B\Sigma}+i_{1C\Sigma})-3i_{01}=0. \qquad (69\text{-}15)$$

Совершенно так же фазные напряжения ($u_{1A\Sigma}$, $u_{1B\Sigma}$ ...) и потокосцепления ($\Psi_{1A\Sigma}$, $\Psi_{1B\Sigma}$ ...) нужно представить в виде сумм нулевых составляющих (u_{01}, Ψ_{01}) и составляющих ($u_{1A}=u_{1A\Sigma}-u_{01}$ ..., ..., $\Psi_{1A}=\Psi_{1A\Sigma}-\Psi_{10}$), сумма которых, распространенная на все фазы, равна нулю:

$$\left.\begin{aligned} &u_{1A}+u_{1B}+u_{1C}=0;\\ &\Psi_{1A}+\Psi_{1B}+\Psi_{1C}=0. \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}16)$$

Аналогичным образом поступают с фазными величинами ротора, раскладывая их на составляющие нулевой последовательности и составляющие, которые их не содержат:

$$\left.\begin{aligned} &i_{2a\Sigma}=i_{2a}+i_{02}; \quad i_{2b\Sigma}=i_{2b}+i_{02}\ldots;\\ &u_{2a\Sigma}=u_{2a}+u_{02}; \quad u_{2b\Sigma}=u_{2b}+u_{02}\ldots;\\ &\Psi_{2a\Sigma}=\Psi_{2a}+\Psi_{02}; \quad \Phi_{2b\Sigma}=\Psi_{2b}+\Psi_{02}\ldots, \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}17)$$

где $i_{2a}+i_{2b}+i_{2c}=0$; $u_{2a}+u_{2b}+u_{2c}=0$; $\Psi_{2a}+\Psi_{2b}+\Psi_{2c}=0$.

После представления величин в (69-1), (69-2) в виде сумм указанных составляющих, эта система уравнений распадается на две системы уравнений: систему для фазных величин, не содержащих величин нулевой последовательности

$$\left.\begin{aligned} &u_{1A}=R_1i_{1A}+\frac{d\Psi_{1A}}{dt}; \quad u_{1B}=R_1i_{1B}+\frac{d\Psi_{1B}}{dt}\ldots,\\ &u_{2a}=R_2i_{2a}+\frac{d\Psi_{2a}}{dt}; \quad u_{2b}=R_2i_{2b}+\frac{d\Psi_{2b}}{dt}\ldots, \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}18)$$

и систему уравнений для величин нулевой последовательности

$$u_{01}=R_1i_{01}+\frac{d\Psi_{01}}{dt}; \quad u_{02}=R_2i_{02}+\frac{d\Psi_{02}}{dt}. \qquad (69\text{-}19)$$

Выражая токи в уравнениях для потокосцепления (69-3), (69-4) в виде сумм двух составляющих и учитывая (69-15), (69-17), (69-6), (69-7), (69-8), получаем формулы для составляющих потокосцеплений:

$$\left.\begin{aligned} &\Psi_{1A\Sigma}=\Psi_{1A}+\Psi_{01}; \quad \Psi_{1B\Sigma}=\Psi_{1B}+\Psi_{01}\ldots;\\ &\Psi_{2a\Sigma}=\Psi_{2a}+\Psi_{02}; \quad \Psi_{2b\Sigma}=\Psi_{2b}+\Psi_{02}\ldots, \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}20)$$

где

$$\Psi_{1A} = L_1 i_{1A} + L_{Aa} i_{2a} + L_{Ab} i_{2b} + L_{Ac} i_{2c};$$
$$\Psi_{1B} = L_1 i_{1B} + L_{Ba} i_{2a} + L_{Bb} i_{2b} + L_{Bc} i_{2c};$$
$$\Psi_{2a} = L_2 i_{2a} + L_{aA} i_{1A} + L_{aB} i_{1B} + L_{ac} i_{1C};$$
$$\Psi_{2b} = L_2 i_{2b} + L_{bA} i_{1A} + L_{bB} i_{1B} + L_{bC} i_{1C} \ldots$$

— потокосцепления, не содержащие составляющих нулевой последовательности;

$\Psi_{01} = L_{01} i_{01}$, $\Psi_{02} = L_{02} i_{02}$ — потокосцепления нулевой последовательности.

Кроме ранее введенных индуктивностей в выражения для потокосцеплений входят:

$L_1 = L_{11} + L_{1\sigma}$ — индуктивность фазы статора для системы токов i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}, не содержащих токов нулевой последовательности (с учетом влияния других фаз);

$L_{11} = L_{AA} - L_{AB} = 3L_m/2$ — составляющая индуктивности фазы статора, связанная с основными гармоническими полей взаимной индукции;

$L_{1\sigma} = L_{AA\sigma} - L_{AB\sigma}$ — составляющая индуктивности фазы статора, связанная с полями рассеяния;

$L_2 = L_{22} + L_{2\sigma}$ — индуктивность фазы ротора для системы токов i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}, не содержащих токов нулевой последовательности (с учетом влияния других фаз);

$L_{22} = (L_{aa} - L_{ab}) = 3L_m/2$ — составляющая индуктивности фазы ротора, связанная с основными гармоническими полей взаимной индукции;

$L_{2\sigma} = L_{aa\sigma} - L_{ab\sigma}$ — составляющая индуктивности фазы ротора, связанная с полями рассеяния;

$$L_{01} = L_{AA\sigma} + L_{AB\sigma} + L_{AC\sigma} \text{ и } L_{02} = L_{ac\sigma} + L_{ab\sigma} + L_{ac\sigma}$$

— индуктивности фаз статора и ротора для токов нулевой последовательности (с учетом влияния других фаз).

При выводе формул для Ψ_{01}, Ψ_{02} и L_{01}, L_{02} учитывается, что

$$L_{AA} + L_{AB} + L_{AC} = 0, \; L_{aa} + L_{ab} + L_{ac} = 0 \text{ и } L_{Aa} + L_{Ab} + L_{Ac} = 0.$$

В последнем можно убедиться с помощью (69-6) — (69-9), имея в виду, что

$$\cos\alpha_{Aa} + \cos\alpha_{Ab} + \cos\alpha_{Ac} =$$
$$= \mathrm{Re}\left(e^{j\alpha_{Aa}} + e^{j\alpha_{Ab}} + e^{j\alpha_{Ac}}\right) = \mathrm{Re}\left[e^{j\alpha}\left(1 + \underline{a} + \underline{a}^2\right)\right] = 0,$$

где $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$. Это означает, что системы токов нулевой последовательности образуют только поля рассеяния и не образуют основных гармонических полей взаимной индукции. Именно поэтому $L_{01} < L_1$, $L_{02} < L_2$.

По той же причине токи нулевой последовательности не принимают участия в образовании электромагнитного момента и он

может быть выражен только через составляющие токов i_{1A}, i_{1B}, i_{1C}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}, не содержащие токов нулевой последовательности [в этом можно убедиться, представив токи в (69-13) в виде суммы двух составляющих]

$$M = \sum_{k=A,\,B,\,C} i_{1k} \sum_{n=a,\,b,\,c} i_{2n} \frac{dL_{kn}}{d\gamma}.$$

Имея в виду, что $L_{kn} = L_m \cos \alpha_{kn}$, где $\alpha_{kn} = \alpha + \Delta\alpha_{kn}$, причем $\alpha = p_\tau \gamma$, $\Delta\alpha_{kn} \neq f(\gamma)$, момент можно выразить через токи и углы α_{kn} между фазами [см. (69-9)]

$$M = -p_\tau L_m \sum_{k=A,\,B,\,C} i_{1k} \sum_{n=a,\,b,\,c} i_{2n} \sin \alpha_{kn}. \qquad (69\text{-}21)$$

69-3. ВЫРАЖЕНИЕ ФАЗНЫХ ВЕЛИЧИН ЧЕРЕЗ РЕЗУЛЬТИРУЮЩИЕ КОМПЛЕКСНЫЕ ФУНКЦИИ

В теории установившихся режимов используются комплексы, проекции которых на оси фаз изображают фазные величины прямой

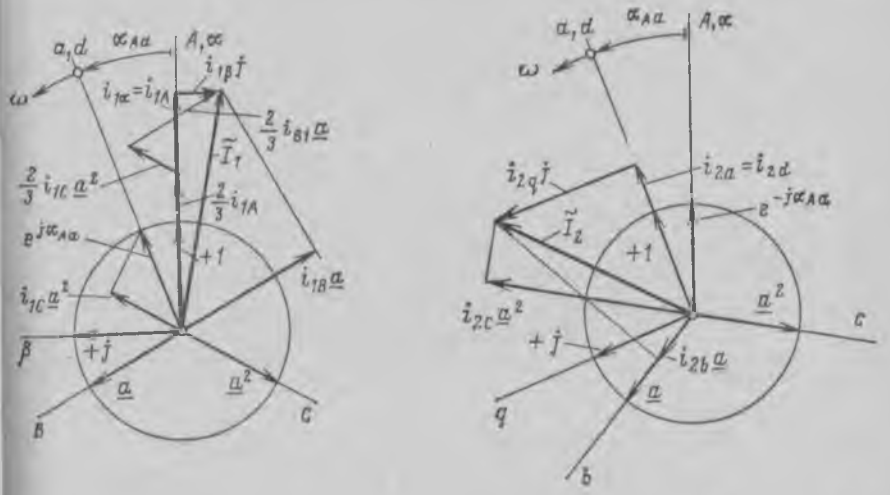


Рис. 69-2. Результирующие комплексные функции токов статора ($\bar{I}_1$) и ротора ($\bar{I}_2$).

последовательности (см. § 25-3). По аналогии с этим при исследовании переходных процессов фазные величины, не содержащие составляющих нулевой последовательности, можно выразить через так называемые результирующие комплексные функции. Покажем, как определяется результирующая комплексная функция тока статора.

Введем комплексную плоскостность α, β, неподвижную относительно статора однопериодной модели (рис. 69-2). Совместим ее

действительную ось α с осью фазы A статора. Тогда единичные комплексы $\underline{a} = e^{j\,2\pi/3}$ и $\underline{a}^2$ совпадут соответственно с направлениями осей фаз B и C и единичный комплекс $e^{j\alpha_{Aa}}$, где $\alpha_{Aa} = p_\tau\gamma$, укажет направление оси фазы a ротора. Результирующая комплексная функция тока статора выражается через мгновенные значения токов фаз

$$\tilde{I}_1 = \frac{2}{3}\left(i_{1A} + i_{1B}\underline{a} + i_{1C}\underline{a}^2\right), \qquad (69\text{-}22)$$

ее графическое определение показано на рис. 69-2.

Из рисунка видно, что проекции результирующей комплексной функции тока на оси фаз равны соответствующим фазным токам. В этом можно убедиться и аналитически. Проекция комплексной функции $\tilde{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_1}$ на произвольное направление $\underline{s} = e^{j\varphi_0}$ равна:

$$I_1\cos(\varphi_1 - \varphi_0) = \mathrm{Re}\left[\tilde{I}_1\underline{s}^*\right] = \frac{\tilde{I}_1\underline{s}^* + \tilde{I}_1^*\underline{s}}{2}, \qquad (69\text{-}23)$$

где $\underline{s}^* = e^{-j\varphi_0}$. Поэтому проекция комплексной функции тока $\tilde{I}_1$, например, на ось фазы B или на направление $\underline{a} = e^{j\,2\pi/3}$, вычисленная по (69-23), действительно (при выполнении условия $i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} = 0$) равна мгновенному току этой фазы

$$\mathrm{Re}\left[\tilde{I}_1\underline{a}^*\right] = \mathrm{Re}\left[2\left(i_{1A} + i_{1B}\underline{a} + i_{1C}\underline{a}^2\right)\underline{a}^2/3\right] =$$
$$= 2\left[i_{1A}\,\mathrm{Re}\left(\underline{a}^2\right) + i_{1B} + i_{1C}\,\mathrm{Re}\left(\underline{a}\right)\right]/3 = i_{B1}.$$

При этом следует иметь в виду, что $\underline{a}^* = \underline{a}^2$, $\underline{a}\underline{a}^2 = 1$, $\mathrm{Re}\,(\underline{a}^2) = \mathrm{Re}\,(\underline{a}) = -1/2$. Таким же образом можно доказать, что проекции комплексной функции на оси других фаз не отличаются от соответствующих фазных токов

$$\mathrm{Re}\left[\tilde{I}_1\cdot 1\right] = i_{A1};\quad \mathrm{Re}\left[\tilde{I}_1\underline{a}^{*2}\right] = \mathrm{Re}\left[\tilde{I}_1\underline{a}\right] = i_{C1}.$$

Аналогичным образом выражаются через фазные величины результирующие комплексные функции напряжения и потокосцепления статора

$$\tilde{U}_1 = 2\left(u_{1A} + u_{1B}\underline{a} + u_{1C}\underline{a}^2\right)/3;$$
$$\tilde{\Psi}_1 = 2\left(\Psi_{1A} + \Psi_{1B}\underline{a} + \Psi_{1C}\underline{a}^2\right)/3.$$

Их проекции на оси фаз статора также не отличаются от соответствующих фазных величин.

Результирующие комплексные функции величин фаз ротора выражаются во вращающейся комплексной плоскости d, q, неподвижной относительно ротора однопериодной модели (рис. 69-2). Действительная ось d этой комплексной плоскости совмещается с осью фазы a ротора. Тогда единичные комплексы $\underline{a}$ и $\underline{a}^2$ совпадут соответственно с направлением осей фаз b и c, и единичный ком-

плекс $e^{-j\alpha_{Aa}}$, где $\alpha_{Aa} = p_1\gamma$, укажет положение неподвижной оси фазы A статора.

Результирующие комплексные функции тока, напряжения и потокосцепления ротора выражаются через соответствующие фазные величины ротора

$$\left.\begin{aligned}\tilde{I}_2 &= \frac{2}{3}\left(i_{2a} + i_{2b}a + i_{2c}a^2\right);\\ \tilde{U}_2 &= \frac{2}{3}\left(u_{2a} + u_{2b}a + u_{2c}a^2\right);\\ \tilde{\Psi}_2 &= \frac{2}{3}\left(\Psi_{2a} + \Psi_{2b}a + \Psi_{2c}a^2\right).\end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}24)$$

Их проекции на оси фаз равны соответствующим фазным величинам, например $\mathrm{Re}\,[\tilde{I}_2 a^*] = i_{2b}$; $\mathrm{Re}\,[\tilde{U}_2 \cdot 1] = u_{2a}$ и т. д.

69-4. СОСТАВЛЯЮЩИЕ СТАТОРНЫХ ВЕЛИЧИН В ОСЯХ α, β И РОТОРНЫХ — В ОСЯХ *d*, *q*

Результирующие комплексы статорных величин можно представить в виде суммы составляющих по направлениям осей α и $j\beta$. Например, результирующая комплексная функция тока статора по (69-22) равна сумме токов $i_{1\alpha}$ и $ji_{1\beta}$

$$\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + ji_{1\beta}, \qquad (69\text{-}25)$$

в которой

$$\begin{aligned} i_{1\alpha} &= \mathrm{Re}\,\tilde{I}_1 = \\ &= (\tilde{I}_1 + \tilde{I}_1^*)/2 = i_{1A};\\ i_{1\beta} &= \mathrm{Im}\,\tilde{I}_1 = \\ &= (\tilde{I}_1 - \tilde{I}_1^*)/2j = \\ &= (i_{1B} - i_{1C})/\sqrt{3} \end{aligned}$$

— составляющие тока статора соответственно по осям α и β.

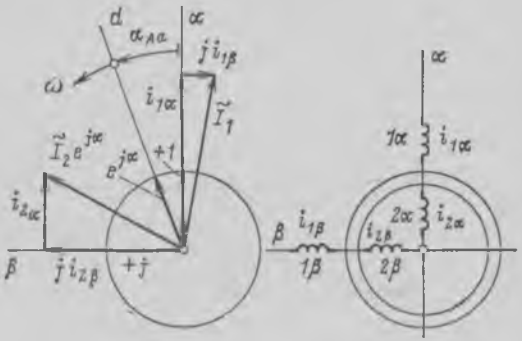


Рис. 69-3. Составляющие статорных и роторных величин в неподвижных осях α, β.

Токи $i_{1\alpha}$ и $i_{1\beta}$ могут мыслиться как токи, протекающие по неподвижной двухфазной обмотке 1α, 1β, оси фаз которой ориентированы вдоль осей комплексной плоскости α, β (см. рис. 69-2, 69-3). Двухфазная обмотка 1α, 1β с токами $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ (рис. 69-3) эквивалентна трехфазной обмотке статора A, B, C с токами i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} (см. рис. 69-1).

Результирующие комплексы роторных величин могут быть представлены в виде составляющих по направлениям вращающихся осей d и jq. Покажем, например, как найти составляющие результирующего комплекса тока ротора по направлениям осей d, jq.

В этой комплексной плоскости ток ротора изображается по (69-24) комплексом

$$\tilde{I}_2 = i_{2d} + j i_{2q}, \tag{69-26}$$

в котором

$$i_{2d} = \operatorname{Re} \tilde{I}_2 = (\tilde{I}_2 + \tilde{I}_2^*)/2 = i_{2a};$$

$$i_{2q} = \operatorname{Im} \tilde{I}_2 = (\tilde{I}_2 - \tilde{I}_2^*)/2j = (i_{2b} - i_{2c})/\sqrt{3}$$

— составляющие тока ротора соответственно по осям d и q.

Токи i_{2d} и i_{2q} могут мыслиться как токи, протекающие по вращающейся двухфазной обмотке $2d$, $2q$, оси фаз которой ориентированы вдоль осей комплексной плоскости d, q (см. рис. 69-2, 69-4). Вращающаяся двухфазная обмотка $2d$, $2q$ с токами i_{2d} и i_{2q} (рис. 69-4) эквивалентна трехфазной обмотке ротора a, b, c с токами i_{2a}, i_{2b}, i_{2c} (рис 69-1).

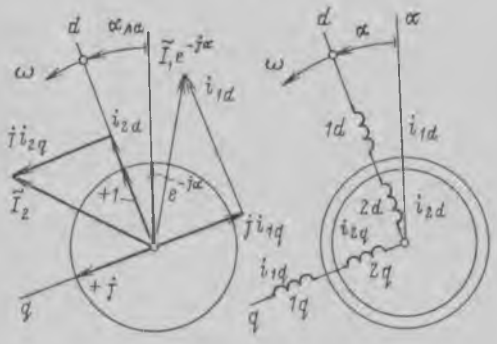


Рис. 69-4. Составляющие статорных и роторных величин во вращающихся осях d, q.

Аналогично могут быть записаны формулы для потокосцеплений и напряжений.

69-5. СОСТАВЛЯЮЩИЕ СТАТОРНЫХ ВЕЛИЧИН В ОСЯХ d, q И РОТОРНЫХ — В ОСЯХ α, β

Для записи уравнений в комплексной плоскости α, $j\beta$ не только результирующие комплексные функции статорных величин, но и результирующие комплексные функции роторных величин необходимо представить в виде составляющих по направлениям осей α и $j\beta$. Покажем, как это сделать на примере комплексной функции тока ротора $\tilde{I}_2$, которая во вращающейся плоскости d, jq определяется уравнением (69-26). Поскольку комплексная плоскость d, jq повернута на угол $\alpha = \alpha_{Aa}$ относительно неподвижной комплексной плоскости α, $j\beta$ (рис. 69-2), ток ротора в плоскости α, $j\beta$ изображается комплексной функцией

$$\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} = \tilde{I}_2 e^{j\alpha} = (i_{2d} + j i_{2q})\, e^{j\alpha} = i_{2\alpha} + j i_{2\beta}. \tag{69-27}$$

Составляющие комплексной функции тока ротора по осям α и β

$$i_{2\alpha} = \operatorname{Re}[(i_{2d} + j i_{2q})\, e^{j\alpha}] = i_{2d} \cos\alpha - i_{2q} \sin\alpha;$$

$$i_{2\beta} = \operatorname{Im}[(i_{2d} + j i_{2q})\, e^{j\alpha}] = i_{2d} \sin\alpha + i_{2q} \cos\alpha$$

представляют собой токи в двухфазной неподвижной обмотке 2α, 2β (см. рис. 69-3), образующей такое же магнитное поле, как вращающаяся двухфазная обмотка с токами i_{2d}, i_{2q}.

Аналогичное преобразование делается с результирующими комплексными функциями статорных величин при записи уравнений во вращающейся комплексной плоскости d, jq. Например, если в неподвижной комплексной плоскости α, $j\beta$ ток статора изображался по (69-26) комплексной функцией $\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + ji_{1\beta}$, то в комплексной плоскости d, jq, повернутой на угол $-\alpha = -\alpha_{Aa}$ относительно плоскости α, $j\beta$ (см. рис. 69-2), этот ток изображается комплексной функцией

$$\tilde{I}_{1(d,q)} = \tilde{I}_1 e^{-j\alpha} = (i_{1\alpha} + ji_{1\beta})\, e^{-j\alpha} = i_{1d} + ji_{1q}. \qquad (69\text{-}28)$$

Составляющие комплексной функции тока статора по осям d и q

$$i_{1d} = \mathrm{Re}[(i_{1\alpha} + ji_{1\beta})\, e^{-j\alpha}] = i_{1\alpha}\cos\alpha + i_{1\beta}\sin\alpha;$$
$$i_{1q} = \mathrm{Im}[(i_{1\alpha} + ji_{1\beta})\, e^{-j\alpha}] = -i_{1\alpha}\sin\alpha + i_{1\beta}\cos\alpha$$

представляют собой токи в двухфазной вращающейся обмотке $1d$, $1q$ (рис. 69-4), образующей такое же магнитное поле, как неподвижная двухфазная обмотка с токами $i_{1\beta}$, $i_{2\beta}$. Аналогично могут быть записаны формулы для потокосцеплений и напряжений статора в осях d, q и для потокосцеплений и напряжений ротора в осях α, β.

69-6. ВЫРАЖЕНИЕ РЕЗУЛЬТИРУЮЩИХ КОМПЛЕКСНЫХ ФУНКЦИЙ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ ЧЕРЕЗ РЕЗУЛЬТИРУЮЩИЕ КОМПЛЕКСНЫЕ ФУНКЦИИ ТОКОВ

Потокосцепления фаз статора Ψ_{A1}, Ψ_{B1}, Ψ_{C1} в (69-20) могут быть выражены с помощью (69-20), (69-9) через фазные токи, индуктивность фазы статора L_1 и взаимные индуктивности между фазами ротора и статора

$$L_{Aa} = L_m \cos\alpha;$$
$$L_{Ab} = L_m \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right);$$
$$L_{Ac} = L_m \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right);$$
$$L_{Ba} = L_m \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)$$

и т. д., которые зависят от углового положения ротора, электрического угла между осями фазы A статора и фазы a ротора $\alpha = \alpha_{Aa} = p_\tau\gamma$.

Представляя косинусы углов между фазами в показательной форме

$$\cos\alpha = \mathrm{Re}\,\underline{e} = \frac{\underline{e}+\underline{e}^*}{2},$$

$$\cos\left(\alpha+\frac{2\pi}{3}\right) = \mathrm{Re}\,\underline{e}\underline{a} = \frac{\underline{e}\underline{a}+\underline{e}^*\underline{a}^2}{2},$$

$$\cos\left(\alpha+\frac{4\pi}{3}\right) = \mathrm{Re}\,\underline{e}\underline{a}^2 = \frac{\underline{e}\underline{a}^2+\underline{e}^*\underline{a}}{2}$$

через единичные комплексы $\underline{e} = e^{j\alpha}$, $\underline{e}^* = e^{-j\alpha}$, $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $\underline{a}^* = \underline{a}^2 = e^{j4\pi/3}$, указывающие направление осей фаз на рис. 69-2, и обращаясь к уравнениям для результирующих комплексных функций токов статора и ротора (69-22, 69-24), легко доказать, что результирующая комплексная функция потокосцепления статора выражается через результирующие комплексные функции токов статора и ротора

$$\tilde{\Psi}_1 = L_1\tilde{I}_1 + L_{12m}\tilde{I}_2 e^{j\alpha} = L_1\tilde{I}_1 + L_{12m}\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)}, \qquad (69\text{-}29)$$

где $L_{12m} = 3L_m/2$ — главная взаимная индуктивность между фазой статора и фазами ротора (см. § 28-4); $\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} = \tilde{I}_2 e^{j\alpha}$ — результирующая комплексная функция тока ротора, выраженная в неподвижной комплексной плоскости статора α, β (см. рис. 69-2).

Аналогично с помощью (69-9), (69-20), (69-22), (69-24) и таких же подстановок можно доказать, что и результирующая комплексная функция потокосцепления ротора выражается через результирующие комплексные функции токов статора и ротора и соответствующие индуктивности

$$\tilde{\Psi}_2 = L_2\tilde{I}_2 + L_{12m}\tilde{I}_1 e^{-j\alpha} = L_2\tilde{I}_2 + L_{12m}\tilde{I}_{1(d,q)}, \qquad (69\text{-}30)$$

где $\tilde{I}_{1(d,q)} = \tilde{I}_1 e^{-j\alpha}$ — результирующая комплексная функция тока статора, выраженная во вращающейся комплексной плоскости ротора d, q (см. рис. 69-2).

69-7. УРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ В ОСЯХ α, β

Для того чтобы перейти от системы из трех уравнений напряжений для отдельных фаз статора (69-18) к уравнению, записанному через результирующие комплексные функции, нужно умножить уравнение для u_{1A} на 2/3, уравнение для u_{1B} — на $2a/3$, уравнение для u_{1C} — на $2a^2/3$ и сложить почленно правые и левые части этих уравнений. В результате такого сложения, учитывая (69-22), (69-23), получаем уравнение напряжений статора в собственной комплексной плоскости α, β

$$\tilde{U}_1 = R_1\tilde{I}_1 + \frac{d\tilde{\Psi}_1}{dt}, \qquad (69\text{-}31)$$

в котором результирующая комплексная функция потокосцепления статора выражается через токи с помощью (69-29). Поступая таким же образом с системой из трех уравнений напряжений для отдельных фаз ротора (69-18), получаем (после умножения уравнения для u_{2a} на 2/3, для u_{2b} — на $2a/3$, для u_{2c} — на $2a^2/3$ и почленного сложения их правых и левых частей) уравнение напряжений ротора в собственной комплексной плоскости d, q

$$\tilde{U}_2 = R_2\tilde{I}_2 + \frac{d\tilde{\Psi}_2}{dt}, \qquad (69\text{-}32)$$

в котором результирующая комплексная функция потокосцепления ротора выражается через токи с помощью (69-30).

Однако уравнения для $\tilde{U}_1$ и $\tilde{U}_2$, записанные в различных комплексных плоскостях, не могут быть решены совместно. Поэтому одно из этих уравнений, в данном случае уравнение для $\tilde{U}_2$, должно быть преобразовано и записано через комплексные функции $\tilde{U}_{2(\alpha,\beta)}$, $I_{2(\alpha,\beta)}$, $\tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$, выраженные в системе координат α, β. Как вытекает из (69-27),

$$\tilde{U}_2 = \tilde{U}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha};\ \tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha};\ \tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha},$$

где $\alpha = \alpha_{Aa} = \alpha(t)$ — угол между осями фаз статора и ротора (по рис. 69-2).

После указанной подстановки (69-32) приобретает вид:

$$\tilde{U}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha} = R_2\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha} + \frac{d}{dt}\left[\tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha}\right].$$

При взятии производной нужно учитывать, что $\alpha = \alpha_{Aa}$ — угол между осями фаз статора и ротора по рис. 69-2 изменяется во времени $\alpha = \alpha(t)$

$$\tilde{U}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha} = R_2\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha} + e^{-j\alpha}\frac{d\tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}}{dt} + \tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}\left(-je^{-j\alpha}\frac{d\alpha}{dt}\right).$$

Разделив все члены уравнения на $e^{-j\alpha}$ и имея в виду, что $d\alpha/dt = \omega$ — электрическая угловая скорость ротора, получим уравнение напряжений ротора

$$\tilde{U}_{2(\alpha,\beta)} = R_2\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} + \frac{d\tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}}{dt} - j\omega\tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}, \qquad (69\text{-}33)$$

в котором все величины выражены в неподвижной комплексной плоскости α, β. Это относится, конечно, и к потокосцеплению. Оно вычисляется по формуле, вытекающей из (69-27), (69-28), (69-30):

$$\tilde{\Psi}_{2(\alpha,\beta)} = \tilde{\Psi}_2 e^{j\alpha} = L_2\tilde{I}_2e^{j\alpha} + L_{12m}\tilde{I}_{1(d,q)}e^{j\alpha} = L_2\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} + L_{12m}\tilde{I}_1,$$

в которую входят комплексы токов, выраженные в плоскости α, β.

Договорившись заранее, что все величины отнесены к комплексной плоскости α, β, можно записать уравнение напряжений

ротора без индексов (α, β)

$$\tilde{U}_2 = R_2\tilde{I}_2 + \frac{d\tilde{\Psi}_2}{dt} - j\omega\tilde{\Psi}_2, \tag{69-34}$$

где $\tilde{\Psi}_2 = L_2\tilde{I}_2 + L_{12m}\tilde{I}_1$.

Если все комплексные величины в (69-31) и (69-34) выразить с помощью (69-25), (69-27) через составляющую по осям α, β, то вместо пары уравнений напряжений в комплексной форме появятся четыре уравнения в скалярной форме (соответственно для напряжений $u_{1\alpha}$, $u_{1\beta}$, $u_{2\alpha}$, $u_{2\beta}$):

$$\left.\begin{aligned} u_{1\alpha} &= R_1 i_{1\alpha} + \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt}; \quad u_{1\beta} = R_1 i_{1\beta} + \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt}; \\ u_{2\alpha} &= R_2 i_{2\alpha} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \omega\Psi_{2\beta}; \quad u_{2\beta} = R_2 i_{2\beta} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} - \omega\Psi_{2\alpha}. \end{aligned}\right\} \tag{69-35}$$

Составляющие потокосцеплений в этих уравнениях выражаются через соответствующие составляющие токов

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{1\alpha} &= L_1 i_{1\alpha} + L_{12m} i_{2\alpha}; \quad \Psi_{1\beta} = L_1 i_{1\beta} + L_{12m} i_{2\beta}; \\ \Psi_{2\alpha} &= L_2 i_{2\alpha} + L_{12m} i_{1\alpha}; \quad \Psi_{2\beta} = i_2 i_{2\beta} + L_{12m} i_{1\beta}. \end{aligned}\right\} \tag{69-36}$$

69-8. УРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ В ОСЯХ d, q И В ОСЯХ, ВРАЩАЮЩИХСЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ СКОРОСТЬЮ. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

В этом случае в преобразовании нуждается только уравнение напряжений статора (69-31). Все величины, которые в него входят, выражаются в комплексной плоскости d, q с помощью уравнений вида (69-28)

$$\tilde{U}_{1(d,q)}e^{j\alpha} = R_1\tilde{I}_{1(d,q)}e^{j\alpha} + \frac{d}{dt}\left[\tilde{\Psi}_{1(d,q)}e^{j\alpha}\right].$$

Учитывая при взятии производной, что $\alpha = \alpha(t)$ является функцией времени

$$\tilde{U}_{1(d,q)}e^{j\alpha} = R_1\tilde{I}_{1(d,q)}e^{j\alpha} + e^{j\alpha}\frac{d\tilde{\Psi}_{1(d,q)}}{dt} + \tilde{\Psi}_{1(d,q)}\left(je^{j\alpha}\frac{d\alpha}{dt}\right),$$

и сокращая все члены уравнения на $e^{j\alpha}$, получаем уравнение напряжений статора

$$\tilde{U}_{1(d,q)} = R_1\tilde{I}_{1(d,q)} + \frac{d\tilde{\Psi}_{1(d,q)}}{dt} + j\omega\tilde{\Psi}_{1(d,q)}, \tag{69-37}$$

в котором все величины выражены во вращающейся комплексной плоскости d, q. Потокосцепление с помощью (69-27) — (69-29) также представляется как функция токов, выраженных в плоскости d, q:

$$\tilde{\Psi}_{1(d,q)} = \tilde{\Psi}_1 e^{-j\alpha} = L_1\tilde{I}_1 e^{-j\alpha} + L_{12m}\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha} = L_1\tilde{I}_{1(d,q)} + L_{12m}\tilde{I}_2.$$

Часто индексы d, q в (69-37) опускают, делая оговорку, что оно записано в комплексной плоскости d, q

$$\tilde{U}_1 = R_1\tilde{I}_1 + \frac{d\tilde{\Psi}_1}{dt} + j\omega\tilde{\Psi}_1, \qquad (69\text{-}38)$$

где $\tilde{\Psi}_1 = L_1\tilde{I}_1 + L_{12m}\tilde{I}_2$.

Для представления системы комплексных уравнений (69-32) и (69-38) в скалярной форме, нужно выразить все комплексные величины, которые в них входят, через проекции на оси d и q по (69-26), (69-28) и приравнять отдельно действительные и мнимые составляющих правых и левых частей уравнений. Это дает возможность записать систему из четырех уравнений для составляющих напряжений статора и ротора по осям d, q (u_{1d}, u_{1q}, u_{2d}, u_{2q}), равноценную системе (69-32), (69-38):

$$\left.\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 i_{1d} + \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - \omega\Psi_{1q};\quad u_{1q} = R_1 i_{1q} + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \omega\Psi_{1d};\\ u_{2d} &= R_2 i_{2d} + \frac{d\Psi_{2d}}{dt};\quad u_{2q} = R_2 i_{2q} + \frac{d\Psi_{2q}}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}39)$$

Составляющие потокосцеплений в этих уравнениях выражаются через соответствующие составляющие токов

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{1d} &= L_1 i_{1d} + L_{12m} i_{2d};\quad \Psi_{1q} = L_1 i_{1q} + L_{12m} i_{2q};\\ \Psi_{2d} &= L_2 i_{2d} + L_{12m} i_{1d};\quad \Psi_{2q} = L_2 i_{2q} + L_{12m} i_{1q}. \end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}40)$$

Рассмотрим уравнение напряжений ротора по продольной оси (69-39) совместно с уравнением для потокосцепления статора по продольной оси (69-40). Продифференцировав последнее уравнение и считая ротор короткозамкнутым, получим следующую систему:

$$\frac{d}{dt}\Psi_{1d} = \frac{d}{dt}(L_1 i_{1d} + L_{12m} i_{2d});$$

$$0 = R_2 i_{2d} + \frac{d}{dt}(L_2 i_{2d} + L_{12m} i_{1d}),$$

которой соответствует электрическая эквивалентная схема замещения по продольной оси, показанная на рис. 69-5, *а*. Поступая таким же образом с уравнениями напряжения и потокосцепления по поперечной оси, получаем электрическую схему замещения по поперечной оси, показанную на рис. 69-5, *б*. Эти схемы отражают магнитные трансформаторные связи между эквивалентными обмотками статора и ротора, расположенными соответственно по продольной или поперечной оси машины. С их

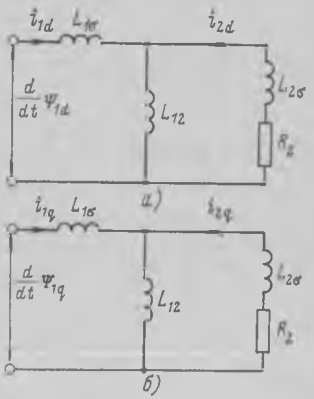


Рис. 69-5. Эквивалентные схемы замещения асинхронной машины по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям.

помощью удобно проводить анализ переходных процессов в асинхронных машинах.

Сравнивая уравнение напряжений статора, записанное в неподвижных осях α, β (69-31), с тем же уравнением, записанным во вращающихся со скоростью ω осях ротора d, q (69-38), можно заметить, что в последнем содержится дополнительно ЭДС вращения $j\omega\tilde{\Psi}_1$, пропорциональная угловой скорости осей, в которых записано уравнение относительно рассматриваемой обмотки. К тому же выводу приводит сопоставление уравнения напряжения ротора, записанного в собственных осях d, q (69-32), с тем же уравнением в неподвижных осях α, β (69-34). В последнем появляется дополнительная ЭДС вращения $(-j\omega\tilde{\Psi}_2)$, пропорциональная угловой скорости неподвижных осей α, β относительно вращающегося ротора, которая равна $-\omega$. В общем случае, когда требуется записать уравнение в осях, вращающихся с произвольной скоростью ω_0, в уравнение напряжений войдет дополнительная ЭДС вращения, пропорциональная угловой скорости этих осей относительно рассматриваемой обмотки. Поэтому уравнение напряжений статора в осях, вращающихся со скоростью ω_0, содержит ЭДС, пропорциональную угловой скорости этих осей относительно неподвижной обмотки статора, которая равна ω_0,

$$\tilde{U}_1 = R_1\tilde{I}_1 + \frac{d\tilde{\Psi}_1}{dt} + j\omega_0\tilde{\Psi}_1; \qquad (69\text{-}41)$$

аналогично уравнение напряжений ротора в осях, вращающихся со скоростью ω_0, содержит ЭДС, пропорциональную угловой скорости этих осей относительно вращающегося со скоростью ω ротора, которая равна $\omega_0 - \omega$,

$$\tilde{U}_2 = R_2\tilde{I}_2 + \frac{d\tilde{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_0 - \omega)\tilde{\Psi}_2. \qquad (69\text{-}42)$$

Само собой разумеется, все величины, входящие в (69-41), (69-42), должны быть выражены в рассматриваемой комплексной плоскости, вращающейся со скоростью ω_0. Если принять, что при $t = 0$ действительная ось этой комплексной плоскости совпадает с осью фазы A статора, а в момент t смещена относительно оси фазы A на угол α_0, то токи в (69-41), (69-42) равны:

$$\tilde{I}_1 = \tilde{I}_{1(\alpha,\beta)}e^{-j\alpha_0}; \quad \tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2(d,q)}e^{-j(\alpha_0-\alpha)}, \qquad (69\text{-}43)$$

где $\tilde{I}_{1(\alpha,\beta)}$ — комплексная функция тока статора в собственной комплексной плоскости α, β;

$\tilde{I}_{2(d,q)}$ — комплексная функция тока ротора в собственной комплексной плоскости d, q.

Потокосцепления в (69-41), (69-42) выражаются через токи $\tilde{I}_1$ и $\tilde{I}_2$:

$$\tilde{\Psi}_1 = L_1\tilde{I}_1 + L_{12m}\tilde{I}_2, \quad \tilde{\Psi}_2 = L_2\tilde{I}_2 + L_{12m}\tilde{I}_1. \qquad (69\text{-}43а)$$

69-9. ВЫРАЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА ЧЕРЕЗ РЕЗУЛЬТИРУЮЩИЕ КОМПЛЕКСНЫЕ ФУНКЦИИ ТОКОВ И ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ И ИХ СОСТАВЛЯЮЩИЕ

Выведенная выше довольно громоздкая формула для электромагнитного момента (69-21), в которую входят произведения фазных токов статора и ротора (i_{1k} и i_{2n}) и синусы изменяющихся углов между соответствующими фазами α_{kn}, может быть заметно упрощена с помощью результирующих комплексных функций токов. Докажем, что электромагнитный момент выражается в общем случае через результирующие комплексные функции точно так же, как средний электромагнитный момент в установившемся симметричном режиме — через комплексы величин прямой последовательности (§ 29-1).

Учитывая, что результирующие комплексные функции токов в $\sqrt{2}$ раз больше, чем комплексы действующих значений токов, через которые выражены средние моменты в § 29-1, можно рассчитать электромагнитный момент, приложенный к ротору, по формуле

$$M = \frac{3p_\tau}{2} \operatorname{Im} \tilde{\Psi}_2 \tilde{I}_2^* = \frac{3p_\tau (\tilde{\Psi}_2 \tilde{I}_2^* - \tilde{\Psi}_2^* \tilde{I}_2)}{4j} \qquad (69\text{-}44)$$

и равный ему электромагнитный момент, приложенный к статору, по формуле

$$M = \frac{3p_\tau}{2} \operatorname{Im} [\tilde{\Psi}_1^* \tilde{I}_1] = \frac{3p_\tau (\tilde{\Psi}_1^* \tilde{I}_1 - \tilde{\Psi}_1 \tilde{I}_1^*)}{4j}. \qquad (69\text{-}45)$$

Заметим, что момент, действующий на ротор, считается положительным, если он направлен в сторону вращения (т. е. против часовой стрелки); момент, действующий на статор, считается положительным, если он направлен против вращения (т. е. по часовой стрелке).

Представив потокосцепление ротора $\tilde{\Psi}_2$ по (69-30) как сумму собственного потокосцепления $\tilde{\Psi}_{22} = L_2 \tilde{I}_2$ и взаимного потокосцепления $\tilde{\Psi}_{21} = L_{12m} \tilde{I}_1 e^{-j\alpha}$ в виде $\tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_{22} + \tilde{\Psi}_{21}$ и заметив, что составляющая электромагнитного момента по (69-44) от взаимодействия тока с собственным потокосцеплением равна нулю

$$\frac{3p_\tau (\tilde{\Psi}_{22} \tilde{I}_2^* - \tilde{\Psi}_{22}^* \tilde{I}_2)}{4j} = \frac{3p_\tau L_2 (\tilde{I}_2 \tilde{I}_2^* - \tilde{I}_2^* \tilde{I}_2)}{4j} = 0,$$

можно выразить электромагнитный момент ротора через взаимное потокосцепление $\tilde{\Psi}_{21}$

$$M = \frac{3p_\tau}{2} \operatorname{Im} \tilde{\Psi}_{21} \tilde{I}_2^* = \frac{3p_\tau (\tilde{\Psi}_{21} \tilde{I}_2^* - \tilde{\Psi}_{21}^* \tilde{I}_2)}{4j} =$$

$$= -\frac{9p_\tau L_m (\tilde{I}_1 e^{-j\alpha} \tilde{I}_2^* - \tilde{I}_1^* e^{j\alpha} \tilde{I}_2)}{8j}. \qquad (69\text{-}46)$$

Аналогично, представив потокосцепление статора $\tilde{\Psi}_1$ по (69-29) как сумму собственного $\tilde{\Psi}_{11} = L_1 \tilde{I}_1$ и взаимного потокосцеплений

$\tilde{\Psi}_{12} = L_{12m}\tilde{I}_2 e^{j\alpha}$ (в виде $\tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_{11} + \tilde{\Psi}_{12}$), можно выразить электромагнитный момент статора по (69-45) через взаимное потокосцепление $\tilde{\Psi}_{12}$

$$M = \frac{3p_\tau}{2}\operatorname{Im}\tilde{\Psi}_{12}^*\tilde{I}_1 = \frac{3p_\tau(\tilde{\Psi}_{12}^*\tilde{I}_1 - \tilde{\Psi}_{12}\tilde{I}_1^*)}{4j} =$$

$$= \frac{9p_\tau L_m(\tilde{I}_2^* e^{-j\alpha}\tilde{I}_1 - \tilde{I}_2 e^{j\alpha}\tilde{I}_1^*)}{8j} \qquad (69\text{-}47)$$

и убедиться, что он не отличается от электромагнитного момента, действующего на ротор.

Выразив в полученных уравнениях результирующие комплексы токов и их сопряженные значения через фазные токи по (69-22), (69-24), удостоверимся в том, что рассчитанный по (69-44), (69-46) электромагнитный момент получается таким же, как момент, рассчитанный с помощью общего уравнения (69-21):

$$M = \frac{3}{2}p_\tau\operatorname{Im}\tilde{\Psi}_2\tilde{I}_2^* = \frac{9p_\tau L_m(\tilde{I}_1 e^{-j\alpha}\tilde{I}_2^* - \tilde{I}_1^* e^{j\alpha}\tilde{I}_2)}{8j} =$$

$$= -p_\tau L_m[i_{1A}(i_{2a}\sin\alpha_{Aa} + i_{2b}\sin\alpha_{Ab} + i_{2c}\sin\alpha_{Ac}) +$$

$$+ i_{1B}(i_{2a}\sin\alpha_{Ba} + i_{2b}\sin\alpha_{Bb} + i_{2c}\sin\alpha_{Bc}) +$$

$$+ i_{1C}(i_{2a}\sin\alpha_{Ca} + i_{2b}\sin\alpha_{Cb} + i_{2c}\sin\alpha_{Cc})] =$$

$$= -p_\tau L_m \sum_{k=A,B,C} i_{1k} \sum_{n=a,b,c} i_{2n}\sin\alpha_{kn}.$$

В заключение приведем формулы для электромагнитного момента через составляющие токов и потокосцеплений в осях d, q

$$M = \frac{3}{2}p_\tau\operatorname{Im}\tilde{\Psi}_2\tilde{I}_2^* = \frac{3}{2}p_\tau(\Psi_{2q}i_{2d} - \Psi_{2d}i_{2q}) \qquad (69\text{-}48)$$

или через составляющие токов и потокосцеплений в осях α, β

$$M = \frac{3}{2}p_\tau\operatorname{Im}\tilde{\Psi}_1^*\tilde{I}_1 = \frac{3}{2}p_\tau(\Psi_{1\alpha}i_{1\beta} - \Psi_{1\beta}i_{1\alpha}). \qquad (69\text{-}49)$$

69-10. УРАВНЕНИЯ ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В УСТАНОВИВШЕМСЯ СИММЕТРИЧНОМ РЕЖИМЕ

В установившемся симметричном режиме угловая скорость ротора $\omega = p_\tau\Omega$ постоянна, а все электрические величины содержат только составляющие прямой последовательности. Величины прямой последовательности статора, например токи прямой последовательности в фазах статора, определяются выражениями:

$$i_{1A} = \operatorname{Re}\tilde{I}_{1A} = 0{,}5(\tilde{I}_{1A} + \tilde{I}_{1A}^*);$$

$$i_{1B} = \operatorname{Re}\tilde{I}_{1A}\underline{a}^2 = 0{,}5(\tilde{I}_{1A}\underline{a}^2 + \tilde{I}_{1A}^*\underline{a});$$

$$i_{1C} = \operatorname{Re}\tilde{I}_{1A}\underline{a} = 0{,}5(\tilde{I}_{1A}\underline{a} + \tilde{I}_{1A}^*\underline{a}^2),$$

в которых $\tilde{I}_{1A} = \dot{I}_{1A} e^{j\omega_1 t}$, $\dot{I}_{1A} = \dot{I}_{1m} = I_{1m} e^{j\beta_1}$ — соответственно комплексная функция и комплексная амплитуда тока прямой последовательности фазы A; $\omega_1 = 2\pi f_1$ — угловая частота токов статора; β_1 — фазовый угол для тока фазы A.

Вводя эти выражения в уравнения для результирующей комплексной функции тока статора в собственных осях α, β (69-22), получаем:

$$\tilde{I}_{1\alpha\beta} = 2(i_{1A} + i_{1B}\underline{a} + i_{1C}\underline{a}^2)/3 = \left[\tilde{I}_{1A}(1 + \underline{a}^3 + \underline{a}^3) + \tilde{I}^*_{1A}(1 + \underline{a}^2 + \underline{a})\right]/3,$$

откуда

$$\tilde{I}_{1\alpha\beta} = \tilde{I}_{1A} = \dot{I}_{1m} e^{j\omega_1 t}. \qquad (69\text{-}50)$$

Аналогично выражаются другие результирующие комплексы статора в осях α, β:

$$\tilde{\Psi}_{1\alpha\beta} = \tilde{\Psi}_{1A} = \dot{\Psi}_{1A} e^{j\omega_1 t}; \quad \tilde{U}_{1\alpha\beta} = \tilde{U}_{1A} = \dot{U}_{1A} e^{j\omega_1 t}, \qquad (69\text{-}51)$$

где $\dot{\Psi}_{1A} = \dot{\Psi}_{1m} = \Psi_{1m} e^{j\eta_1}$; $\dot{U}_{1A} = \dot{U}_{1m} = U_{1m} e^{j\varphi_1}$; η_1 и φ_1 — фазовые углы для потокосцепления и напряжения фазы A.

Учитывая, что величины прямой последовательности ротора изменяются с угловой частотой $\omega_2 = \omega_1 - \omega = s\omega_1$, где ω_1 — угловая скорость поля, получаем результирующие комплексы роторных величин в осях d, q:

$$\tilde{I}_{2dq} = \tilde{I}_{2a} = \dot{I}_{2m} e^{j\omega_2 t}; \quad \tilde{\Psi}_{2dq} = \tilde{\Psi}_{2a} = \dot{\Psi}_{2m} e^{j\omega_2 t};$$
$$\tilde{U}_{2dq} = \tilde{U}_{2a} = \dot{U}_{2m} e^{j\omega_2 t}, \qquad (69\text{-}52)$$

где $\dot{I}_{2m} = I_{2m} e^{j\beta_2}$; $\dot{\Psi}_{2m} = \Psi_{2m} e^{j\eta_2}$; $\dot{U}_{2m} = U_{2m} e^{j\varphi_2}$; β_2, η_2, φ_2 — фазовые углы.

Для того чтобы записать уравнения установившегося режима в осях, вращающихся с синхронной скоростью ω_1, воспользуемся уравнениями (69-41), (69-42), пригодными для произвольной угловой скорости осей ω_0, положив в них $\omega_0 = \omega_1$, $\alpha_0 = \alpha_1 = \omega_1 t$ и $\alpha = \omega t$:

$$\tilde{U}_1 = R_1 \tilde{I}_1 + p\tilde{\Psi}_1 + j\omega_1 \tilde{\Psi}_1;$$
$$\tilde{U}_2 = R_2 \tilde{I}_2 + p\tilde{\Psi}_2 + j(\omega_1 - \omega)\tilde{\Psi}_2,$$

и выразим все комплексные функции по (69-50), (69-51), (69-52) в этих осях:

$$\tilde{I}_1 = \tilde{I}_{1\alpha\beta} e^{-j\alpha_1} = \dot{I}_{1m}; \quad \tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_{1\alpha\beta} e^{-j\alpha_1} = \dot{\Psi}_{1m};$$
$$\tilde{U}_1 = \tilde{U}_{1\alpha\beta} e^{-j\alpha_1} = \dot{U}_{1m}; \quad \tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2dq} e^{-j(\alpha_1 - \alpha)} = \dot{I}_{2m};$$
$$\tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_{2dq} e^{-j(\alpha_1 - \alpha)} = \dot{\Psi}_{2m}; \quad \tilde{U}_2 = \tilde{U}_{2dq} e^{-j(\alpha_1 - \alpha)} = \dot{U}_{2m}.$$

Поскольку токи и потокосцепления в синхронных осях получились независимыми от времени, производные потокосцеплений

равны нулю ($p\dot{\Psi}_{1m} = 0$, $p\dot{\Psi}_{2m} = 0$). Это позволяет записать уравнения напряжений для установившегося режима в окончательном виде

$$\dot{U}_{1m} = R_1\dot{I}_{1m} + j\omega_1\dot{\Psi}_{1m};\quad \dot{U}_{2m} = R_2\dot{I}_{2m} + js\omega_1\dot{\Psi}_{2m}, \qquad (69\text{-}53)$$

где все величины выражены в синхронных осях и представляют собой комплексные амплитуды.

Если выразить потокосцепления через токи с помощью (69-29), (69-30)

$$\left.\begin{aligned}\dot{\Psi}_{1m} &= L_1\dot{I}_{1m} + L_{12m}\dot{I}_{2m} = L_{1\sigma}\dot{I}_{1m} + L_{12m}\dot{I}_{0m};\\ \dot{\Psi}_{2m} &= L_2\dot{I}_{2m} + L_{12m}\dot{I}_{1m} = L_{2\sigma}\dot{I}_{2m} + L_{12m}\dot{I}_{0m},\end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}54)$$

где $\dot{I}_{0m} = \dot{I}_{1m} + \dot{I}_{2m}$ — комплексная амплитуда намагничивающего тока, и разделить уравнение ротора на $\sqrt{2}$ и на скольжение $s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$, а уравнение статора на $\sqrt{2}$, то получим систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{I}_1(R_1 + j\omega_1 L_{1\sigma}) + j\omega_1 L_{12m}\dot{I}_0;\\ \frac{\dot{U}_2}{s} &= \dot{I}_2\left(\frac{R_2}{s} + j\omega_1 L_{2\sigma}\right) + j\omega_1 L_{12m}\dot{I}_0 = 0,\end{aligned}\right\} \qquad (69\text{-}55)$$

полностью совпадающую с (42-11) для асинхронной машины, приведенной к трансформатору.

В этом можно убедиться, вспомнив, что $\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2\frac{1-s}{s} = R_2 + R_{\text{мех}}$; $X_1 = \omega_1 L_{1\sigma}$; $X_2 = \omega_1 L_{2\sigma}$; $X_0 = \omega_1 L_{12m}$; $\dot{E}_2 = \dot{E}_1 = -jX_0\dot{I}_0$. При этом нужно иметь в виду, что в (69-55) не учитываются магнитные потери ($R_0 = 0$), а все роторные величины приведены к обмотке статора (индексы приведения опущены).

ГЛАВА СЕМИДЕСЯТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

70-1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ

Анализ переходных процессов в асинхронных машинах наиболее удобно проводить в комплексной форме с помощью системы уравнений напряжений, записанных в осях d, q (69-32), (69-38), α, β (69-31), (69-34) или в общем случае в комплексной плоскости, вращающейся с произвольной скоростью ω_0 (69-41), (69-42). Эта система уравнений вместе с уравнениями для напряжений нулевой последовательности u_{01} и u_{02} (69-19), (69-20) исчерпывающим образом (в пределах принятых допущений) описывает симметричные и несимметричные установившиеся и переходные процессы в асинхронных машинах и может применяться вместо системы уравнений

для фазных напряжений (69-1) — (69-4). Однако в отличие от системы уравнений для фазных напряжений (69-1), (69-2) эта система уравнений значительно проще по своей структуре и представляет собой совокупность линейных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами, что делает возможным ее решение аналитическими методами и существенно облегчает решение с помощью аналоговых или цифровых вычислительных машин. Уместно напомнить, что коэффициенты при токах (R_1, R_2, L_1, L_2, L_{12m}, L_{01}, L_{02}, ω) в уравнениях напряжений в осях α, β, 0 или d, q, 0 можно считать постоянными при допущениях о пренебрежении:

1) насыщением стальных участков магнитной цепи;

2) наличием пазов у сердечников;

3) высшими и низшими пространственными гармоническими составляющими магнитного поля (учитываются приближенно только при расчете дифференциального рассеяния);

4) высшими временными гармоническими составляющими токов;

5) магнитными потерями и дополнительными потерями от вихревых токов в проводниках;

6) изменением угловой скорости (т. е. при условии $\omega = \text{const}$).

Перед решением системы комплексных уравнений напряжений, записанных в тех или иных осях, необходимо преобразовать к этим осям как фазные величины, определяющие начальные условия, так и величины, изменение которых вызывает переходный процесс. Это может быть сделано с помощью уравнений типа (69-25), (69-27) или (69-26), (69-28), а в наиболее общем случае (69-43). По найденным в результате решения комплексным функциям токов с помощью обратного преобразования определяются фазные токи. Например, если токи определены в системе осей α, β, 0 и равны $\tilde{I}_1 = i_{1\alpha} + ji_{1\beta}$, $\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} = i_{2\alpha} + ji_{2\beta}$, то

$$i_{1A} = \operatorname{Re} \tilde{I}_1;\ i_{1B} = \operatorname{Re}[\tilde{I}_1 a^2];\ i_{1C} = \operatorname{Re}[\tilde{I}_1 a];$$

$$i_{2a} = \operatorname{Re}[\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} e^{-j\alpha}];\ i_{2b} = \operatorname{Re}[\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} e^{-j\alpha} a^2];\ i_{2c} = \operatorname{Re}[\tilde{I}_{2(\alpha,\beta)} e^{-j\alpha} a].$$

В большинстве переходных процессов ротор асинхронной машины замкнут накоротко и напряжение на выводах его трехфазной обмотки равно нулю ($\tilde{U}_2 = 0$). Если в цепь обмотки ротора включена симметричная система активных сопротивлений и индуктивностей, то можно, добавив эти активные сопротивления к собственным активным сопротивлениям ротора и индуктивностям рассеяния ротора, считать напряжение на выводах обмотки ротора попрежнему равным нулю ($\tilde{U}_2 = 0$).

Приведенное в гл. 69 математическое описание может быть распространено и на асинхронные машины с короткозамкнутой обмоткой на роторе. Для этого достаточно многофазную короткозамкнутую обмотку ротора заменить эквивалентной трехфазной обмоткой, имеющей те же обмоточные данные, что и обмотка статора,

и взять параметры этой обмотки равными приведенным к обмотке статора параметрам короткозамкнутой обмотки (см. § 41-4).

При исследовании переходных процессов, в которых скорость изменения частоты вращения соизмерима со скоростью изменения электрических величин (т. е. процессов, называемых электромеханическими), комплексные уравнения напряжений, записанные в тех или иных осях, должны рассматриваться совместно с уравнением движения ротора (69-11). Электромагнитный момент в уравнении движения вычисляется с помощью (69-48) или (69-49).

70-2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКЕ СТАТОРА. ОТКЛЮЧЕНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ОТ СЕТИ

Предположим, что до отключения машина работала в установившемся режиме при угловой скорости ротора ω и частоте сети ω_1. При $t = 0$ происходит одновременное отключение всех фаз обмотки статора от сети и ток статора предшествующего установившегося режима $\tilde{I}_{1\,(t-0)}$ весьма быстро (в течение времени горения дуги между контактами, размыкающими цепь обмотки статора) обращается в нуль. Считая короткозамкнутую обмотку ротора для этого промежутка времени сверхпроводящей и применяя к ней принцип постоянства потокосцеплений, заключаем, что потокосцепление ротора $\tilde{\Psi}_{2н} = L_2\tilde{I}_{2н}$ после исчезновения тока статора остается таким же, как в предшествующем установившемся режиме при $t = 0$, когда оно равнялось $\tilde{\Psi}_{2\,(t-0)} = L_2\tilde{I}_{2\,(t-0)} + L_{12}\tilde{I}_{1\,(t-0)}$, где $\tilde{I}_{2\,(t-0)}$ — ток ротора предшествующего установившегося режима.

Эти потокосцепления могут быть выражены в любой системе осей по (69-43а), причем здесь и в дальнейшем с целью упрощения записи индуктивность взаимной индукции L_{12m} обозначается L_{12} без дополнительного индекса m. Из условия $\tilde{\Psi}_{2н} = \tilde{\Psi}_{2\,(t-0)}$ найдем ток ротора после исчезновения тока статора

$$\tilde{I}_{2н} = \frac{\tilde{\Psi}_{2\,(t-0)}}{L_2} = \tilde{I}_{2\,(t-0)} + k_2\tilde{I}_{1\,(t-0)}, \qquad (70\text{-}1)$$

где $k_2 = L_{12}/L_2$ — коэффициент связи ротора.

Дальнейший переходный процесс заключается в затухании тока $\tilde{I}_2$, начальное значение которого равно $\tilde{I}_{2н}$. Поскольку время горения дуги очень мало, можно считать, что этот процесс начинается при $t = 0$. Ток $\tilde{I}_2$ определяется из уравнения для короткозамкнутой обмотки ротора при разомкнутой обмотке статора, т. е. при $\tilde{I}_1 = 0$; $\tilde{U}_2 = 0$. Запишем уравнение ротора (69-42) в системе осей, вращающихся с произвольной скоростью ω_0:

$$R_2\tilde{I}_2 + [p + j(\omega_0 - \omega)]\tilde{\Psi}_2 = 0, \text{ где } \tilde{\Psi}_2 = L_2\tilde{I}_2.$$

Решение этого однородного дифференциального уравнения $\underline{I}_2 = \underline{C}e^{p_0 t}$. Коэффициент затухания p_0 является корнем соответствующего характеристического уравнения

$$p + j(\omega_0 - \omega) + \frac{1}{T_{20}} = 0,$$

откуда

$$p_0 = -\frac{1}{T_{20}} - j(\omega_0 - \omega),$$

где $T_{20} = L_2/R_2$ — постоянная времени обмотки ротора при разомкнутой обмотке статора.

Постоянная интегрирования $\underline{C}$ определяется из начального условия при $t = 0$

$$\underline{I}_{2н} = \underline{C}e^{p_0 t} = \underline{C}.$$

Окончательно результирующий комплекс тока ротора выражается в виде

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{2н} e^{-t/T_{20}} e^{-j(\omega_0 - \omega)t}. \qquad (70\text{-}2)$$

Его физический смысл наиболее понятен при использовании системы осей d, q, вращающихся со скоростью ротора $\omega_0 = \omega$. В осях ротора комплекс $\underline{I}_2 = \underline{I}_{2н} e^{-t/T_{20}}$ затухает с постоянной времени T_{20}, оставаясь неподвижным по отношению к ротору. Результирующему комплексу $\underline{I}_2$ соответствует система апериодически затухающих токов в фазах ротора

$$i_{2a} = i_{2aн} e^{-t/T_{20}};\ i_{2b} = i_{2bн} e^{-t/T_{20}};\ i_{2c} = i_{2cн} e^{-t/T_{20}},$$

где

$$i_{2aн} = \mathrm{Re}[\underline{I}_{2н}];\ i_{2bн} = \mathrm{Re}[\underline{I}_{2н}\underline{a}^2];\ i_{2cн} = \mathrm{Re}[\underline{I}_{2н}\underline{a}]$$

— начальные значения токов.

В осях статора α, β, угловая скорость $\omega_0 = 0$, результирующая комплексная функция тока ротора

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_{2н} e^{-t/T_{20}} e^{j\omega t}$$

вращается со скоростью ротора ω, поскольку именно с этой скоростью перемещается относительно статора МДС, образованная апериодически затухающими токами в фазах ротора.

Как видно из (69-41), записанного в осях α, β, т. е. при $\omega_0 = 0$, поле токов ротора индуктирует в разомкнутой обмотке статора напряжение

$$\underline{U}_1 = +\frac{d\underline{\Psi}_1}{dt} = \underline{U}_{1н} e^{-t/T_{20}} e^{j\omega t}, \qquad (70\text{-}3)$$

где

$$\tilde{\Psi}_1 = L_{12}\tilde{I}_2 = L_{12}\tilde{I}_{20}e^{-t/T_{20}}e^{j\omega t};\quad \tilde{\Psi}_{1\text{п}} = L_{12}\tilde{I}_{2\text{п}};$$

$$\tilde{U}_{1\text{п}} = \left(j\omega - \frac{1}{T_{20}}\right)\tilde{\Psi}_{1\text{п}} \approx j\omega\tilde{\Psi}_{1\text{п}}.$$

Это напряжение изменяется с угловой скоростью ротора ω, а его амплитуда затухает с постоянной времени T_{20}.

70-3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ИЛИ ВКЛЮЧЕННОЙ В СЕТЬ ОБМОТКЕ СТАТОРА

1. Запись уравнений напряжений через потокосцепления. В этом случае для исследования переходных процессов в комплексной плоскости, вращающейся с произвольной скоростью ω_0, приходится рассмотреть совместно дифференциальные уравнения для статора и короткозамкнутого ротора (69-41), (69-42). Считая напряжение статора заданным и выражая потокосцепление через токи с помощью (69-43а), получаем систему уравнений для определения неизвестных токов

$$\left.\begin{aligned}&[R_1 + (p + j\omega_0)L_1]\tilde{I}_1 + (p + j\omega_0)L_{12}\tilde{I}_2 = \tilde{U}_1;\\ &[p + j(\omega_0 - \omega)]L_{12}\tilde{I}_1 + [R_2 + (p + j\omega_0 - j\omega)L_2]\tilde{I}_2 = 0.\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}4)$$

Однако предпочтительнее оказывается система уравнений, составленная для неизвестных потокосцеплений. Чтобы ее получить, выразим токи через потокосцепления с помощью системы (69-43а)

$$\left.\begin{aligned}\tilde{I}_1 &= (\tilde{\Psi}_1 - k_2\tilde{\Psi}_2)/L_1';\\ \tilde{I}_2 &= (\tilde{\Psi}_2 - k_1\tilde{\Psi}_1)/L_2'.\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}5)$$

В этих уравнениях

$$L_1' = L_1 - L_{12}^2 L_2^{-1} = L_{1\sigma} + (L_{2\sigma}^{-1} + L_{12}^{-1})^{-1} = \sigma L_1$$

— переходная индуктивность обмотки статора при короткозамкнутой обмотке ротора [аналогичная переходной индуктивности L_d' в синхронной машине, см. (73-24)];

$$L_2' = L_2 - L_{12}^2 L_1^{-1} = L_{2\sigma} + (L_{1\sigma}^{-1} + L_{12}^{-1})^{-1} = \sigma L_2$$

— переходная индуктивность обмотки ротора при короткозамкнутой обмотке статора [аналогичная переходной индуктивности L_f' в синхронной машине, см. (72-23)];

$k_1 = L_{12}L_1^{-1} = 1 - \sigma_1$ — коэффициент связи статора;

$k_2 = L_{12}L_2^{-1} = 1 - \sigma_2$ — коэффициент связи ротора;

$k = k_1k_2 = L_{12}^2(L_1L_2)^{-1} = 1 - \sigma$ — результирующий коэффициент связи;

$\sigma_1 = L_{1\sigma}L_1^{-1} = 1 - k_1$ — коэффициент рассеяния статора;

$\sigma_2 = L_{2\sigma}L_2^{-1} = 1 - k_2$ — коэффициент рассеяния ротора;
$\sigma = 1 - L_{12}^2 (L_1L_2)^{-1} = 1 - k$ — результирующий коэффициент рассеяния.

Вводя (70-5) в (69-41), (69-42), получаем систему дифференциальных уравнений для потокосцеплений статора и ротора:

$$\left.\begin{aligned} &[R_1 (L_1')^{-1} + p + j\omega_0]\,\tilde{\Psi}_1 - k_2 R_1 (L_1')^{-1}\,\tilde{\Psi}_2 = \tilde{U}_1; \\ &-k_1 R_2 (L_2')^{-1}\,\tilde{\Psi}_1 + [R_2 (L_2')^{-1} + p + j(\omega_0 - \omega)]\,\tilde{\Psi}_2 = 0. \end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}6)$$

Прямо через потокосцепления, не определяя токи, можно выразить и электромагнитный момент. Вводя в (69-44) ток $\tilde{I}_2$, представленный в функции потокосцеплений по (70-5), и имея в виду, что $\operatorname{Im} \tilde{\Psi}_2\tilde{\Psi}_2^* = 0$, получаем:

$$M = \frac{3p_\tau}{2} \operatorname{Im} \tilde{\Psi}_2\tilde{I}_2^* = -\frac{3p_\tau k_1}{2L_2'} \operatorname{Im} \tilde{\Psi}_2\tilde{\Psi}_1^* = \frac{3p_\tau k}{\sigma L_{12}} \frac{(\tilde{\Psi}_2^*\tilde{\Psi}_1 - \tilde{\Psi}_2\tilde{\Psi}_1^*)}{4j}. \quad (70\text{-}7)$$

В неподвижных осях α, β (при $\omega_0 = 0$) уравнения (70-6) имеют вид:

$$\left.\begin{aligned} &(p + s_{k1}\omega_1)\,\tilde{\Psi}_1 - k_2 s_{k1}\omega_1\,\tilde{\Psi}_2 = \tilde{U}_1; \\ &-k_1 s_{k2}\omega_1\,\tilde{\Psi}_1 + (p + s_{k2}\omega_1 - j\omega)\,\tilde{\Psi}_2 = 0, \end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}8)$$

где

$$s_{k1}\omega_1 = R_1 (L_1')^{-1} = \frac{1}{T_1'}; \quad s_{k2}\omega_1 = R_2 (L_2')^{-1} = \frac{1}{T_2'};$$

T_1' — постоянная времени обмотки статора при короткозамкнутой обмотке ротора и $\omega = \omega_1$;
T_2' — постоянная времени обмотки ротора при короткозамкнутой обмотке статора и $\omega = \omega_1$ (аналогична T_f' или T_{kd}', см. § 72-3);
$s_{k1} = R_1/(\omega_1 L_1')$ — критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту, при питании со стороны ротора и короткозамкнутом статоре;
$s_{k2} = R_2/(\omega_1 L_2')$ — критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту, при питании со стороны статора и короткозамкнутом роторе [в части 4 это скольжение вычислялось по (43-13)].

2. Составляющие токов и потокосцеплений. При внезапном появлении напряжения $\tilde{U}_1$ ($\tilde{U}_1 = 0$ при $t < 0$ и $\tilde{U}_1 = \dot{U}_{1m}e^{j\omega_1 t}$ при $t \geqslant 0$) и постоянной угловой скорости ротора ω решение системы дифференциальных уравнений (70-8) представляется для каждого из неизвестных потокосцеплений в виде суммы двух составляющих: установившегося значения ($\tilde{\Psi}_{1y}$ или $\tilde{\Psi}_{2y}$) и свободной составляющей ($\tilde{\Psi}_{1c}$ или $\tilde{\Psi}_{2c}$)

$$\tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_{1y} + \tilde{\Psi}_{1c}; \quad \tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_{2y} + \tilde{\Psi}_{2c}. \quad (70\text{-}9)$$

Таким же образом в результате решения системы (70-4) или с помощью (70-5) могут быть выражены токи статора и ротора:

$$\tilde{I}_1 = \tilde{I}_{1y} + \tilde{I}_{1c};\ \tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2y} + \tilde{I}_{2c}.$$

При этом установившиеся значения потокосцеплений или токов находятся путем решения системы (70-4) или (70-8) при $t = \infty$. Свободные составляющие соответствуют решениям систем (70-4) или (70-8) при $\tilde{U}_1 = 0$. Эти решения представляются в виде суммы двух показательных функций. Например, свободные составляющие потокосцеплений равны:

$$\left.\begin{aligned} \tilde{\Psi}_{1c} &= \tilde{\Psi}_{1a} e^{p_a t} + \tilde{\Psi}_{1n} e^{p_n t};\\ \tilde{\Psi}_{2c} &= \tilde{\Psi}_{2a} e^{p_a t} + \tilde{\Psi}_{2n} e^{p_n t}, \end{aligned}\right\} \qquad (70\text{-}10)$$

где $\tilde{\Psi}_{1a}$, $\tilde{\Psi}_{2a}$ — начальные значения свободных потокосцеплений, соответствующие корню характеристического уравнения $p = p_a$;

$\tilde{\Psi}_{1n}$, $\tilde{\Psi}_{2n}$ — начальные значения свободных потокосцеплений, соответствующие корню характеристического уравнения $p = p_n$.

3. Характеристическое уравнение и определение его корней. Характеристическое уравнение, корнями которого являются коэффициенты затухания p_a и p_n, получим из системы однородных уравнений, соответствующих (70-8):

$$\left.\begin{aligned} &(p + s_{k1}\omega_1)\,\tilde{\Psi}_1 - k_2 s_{k1}\omega_1 \tilde{\Psi}_2 = 0;\\ &-k_1 s_{k2}\omega_1 \tilde{\Psi}_1 + (p + s_{k2}\omega_1 - j\omega)\,\tilde{\Psi}_2 = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (70\text{-}11)$$

Исключая из этой системы потокосцепления $\tilde{\Psi}_1$ и $\tilde{\Psi}_2$, запишем характеристическое уравнение

$$p^2 + p\left(s_{k1} + s_{k2} - j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\omega_1 + \left(\sigma s_{k1} s_{k2} - j s_{k1}\frac{\omega}{\omega_1}\right)\omega_1^2 = 0$$

и найдем его корни

$$p = -0{,}5\,(s_{k1} + s_{k2})\,\omega_1 + 0{,}5 j\omega \pm$$
$$\pm\, 0{,}5\omega_1 \sqrt{(s_{k2} - s_{k1} - j\omega\omega_1^{-1})^2 + 4\,(1 - \sigma)\, s_{k1} s_{k2}}. \qquad (70\text{-}12)$$

Будем считать, что при знаке «—» перед корнем $p = p_a$, при знаке «+» $p = p_n$.

В общем случае коэффициент затухания представляет собой комплексное число $p = p_\alpha + j p_\beta$. Поскольку свободная составляющая выражается в форме

$$Ce^{pt} = Ce^{p_\alpha t} e^{j p_\beta t},$$

действительная часть определяет постоянную времени $T = -p_\alpha^{-1}$, коэффициент p_β при мнимой части p равен угловой скорости свободной составляющей относительно неподвижной комплексной плоскости α, β.

В нескольких важных частных случаях выражение для p (70-12) существенно упрощается.

а) Ротор неподвижен. В этом случае $\omega = 0$ и оба значения p оказываются действительными числами ($p_\beta = 0$)

$$p = p_\alpha = -0{,}5\,(s_{k1} + s_{k2})\,\omega_1 \left[1 \mp \sqrt{1 - 4\sigma s_{k1} s_{k2} (s_{k1} + s_{k2})^{-2}}\right].$$

Имея в виду малость второго члена под квадратным корнем по сравнению с единицей, можно, не делая заметной ошибки, записать p еще проще

$$p = p_\alpha = -0{,}5\,(s_{k1} + s_{k2})\,\omega_1 \{1 \mp [1 - 2\sigma s_{k1} s_{k2} (s_{k1} + s_{k2})^{-2}]\}.$$

Взяв в этом выражении знак «+» перед квадратными скобками, получим величину p, соответствующую быстро затухающей апериодической составляющей:

$$p_a = -(s_{k1} + s_{k2})\,\omega_1 + \sigma\omega_1 s_{k1} s_{k2} (s_{k1} + s_{k2})^{-1}.$$

Вводя в формулу типичные значения параметров асинхронной машины ($\omega_1 = 314$ рад/с; $\omega_1 s_{k1} = 31{,}4$ рад/с; $\omega_1 s_{k2} = 47{,}1$ рад/с; $k_1 = 0{,}9675$; $k_2 = 0{,}9525$; $k = 0{,}92$; $\sigma = 1 - k = 0{,}08$), убедимся в том, что второй член в этой формуле составляет не более 0,02 первого. Отбросив указанный член, найдем коэффициент затухания быстрого процесса

$$p_a = -T_a^{-1} = -(s_{k1}\omega_1 + s_{k2}\omega_1) = -(T_1' + T_2')\,(T_1' T_2')^{-1}. \quad (70\text{-}13)$$

Взяв в выражении для p знак «—» перед квадратными скобками, получим величину p, соответствующую медленно затухающей составляющей,

$$p_п = -T_п^{-1} = -\frac{s_{k1} s_{k2} \omega_1^2 \sigma^2}{s_{k1}\omega_1\sigma + s_{k2}\omega_1\sigma} = -(T_{10} + T_{20})^{-1}, \quad (70\text{-}14)$$

где

$$T_{10} = \frac{1}{\sigma\omega_1 s_{k1}} = \frac{L_1}{R_1} = T_1'\sigma^{-1}; \quad T_{20} = \frac{1}{\sigma\omega_1 s_{k2}} = \frac{L_2}{R_2} = T_2'\sigma^{-1}$$

— постоянные времени обмоток статора и ротора при разомкнутой другой обмотке (см. § 72-2).

б) Ротор вращается с произвольной скоростью ω. В этом случае для упрощения выкладок удобно ввести в (70-12) вместо s_{k1} и s_{k2} их среднее значение, положив $s_{k1} = s_{k2} = s_k$, где $s_k = 0{,}5\,(s_{k1} + s_{k2})$. Тогда приближенно

$$p = p_\alpha + jp_\beta \approx -s_k\omega_1 + 0{,}5j\omega \pm 0{,}5\omega_1 \sqrt{-\omega^2\omega_1^{-2} + 4\,(1 - \sigma)\,s_k^2}\,.$$

При медленном вращении ротора, когда $\omega < 2\omega_1 s_k \sqrt{1-\sigma}$, квадратный корень в выражении p является действительным числом и, следовательно, коэффициенты при мнимой части возможных значений p совпадают:

$$p_{a\beta} = p_{n\beta} = 0{,}5\omega.$$

Это означает, что обе составляющие свободного процесса вращаются с одинаковой угловой скоростью, равной половине скорости ротора. Действительные части p в этом диапазоне скоростей ротора, наоборот, получаются различными:

$$p_{a\alpha} = -s_k\omega_1 - 0{,}5\omega_1\sqrt{4(1-\sigma)s_k^2 - \omega^2\omega_1^{-2}} = -T_a^{-1};$$

$$p_{n\alpha} = -s_k\omega_1 + 0{,}5\omega_1\sqrt{4(1-\sigma)s_k^2 - \omega^2\omega_1^{-2}} = -T_n^{-1}.$$

Составляющая с индексом «а» затухает быстрее, составляющая с индексом «п» — медленнее. Поскольку

$$(p_\alpha + s_k\omega_1)^2 + p_\beta^2 = (1-\sigma)s_k^2\omega_1^2 = \text{const},$$

геометрическое место комплекса p (рис. 70-1) представляет собой окружность с центром в точке $(-s_k\omega_1)$, радиус которой равен $s_k\omega_1\sqrt{1-\sigma}$. При быстром вращении ротора, когда $\omega > 2\omega_1 s_k\sqrt{1-\sigma}$, квадратный корень в выражении p является мнимым числом и, следовательно, действительные части обоих корней характеристического уравнения совпадают:

$$p_{a\alpha} = p_{n\alpha} = -s_k\omega_1.$$

Это означает, что обе составляющие свободного процесса затухают с одной и той же усредненной постоянной времени

$$T_a = T_n = \frac{1}{s_k\omega_1} = 0{,}5\,(T_1' + T_2').$$

Коэффициенты при мнимой части p в этом диапазоне скоростей ротора, наоборот, получаются различными:

$$p_{a\beta} = 0{,}5\omega - 0{,}5\omega_1\sqrt{\omega^2\omega_1^{-2} - 4(1-\sigma)s_k^2};$$

$$p_{n\beta} = 0{,}5\omega + 0{,}5\omega_1\sqrt{\omega^2\omega_1^{-2} - 4(1-\sigma)s_k^2}.$$

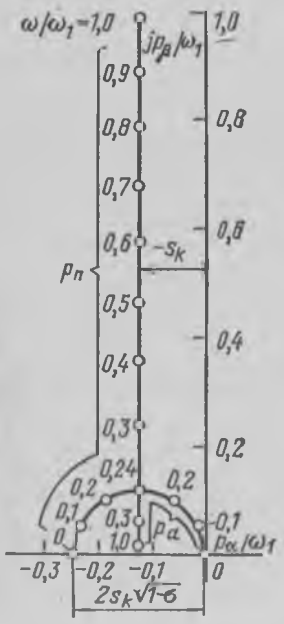


Рис. 70-1. Геометрическое место корней характеристического уравнения $p = p_\alpha + jp_\beta$ при изменении относительной угловой скорости ротора ω/ω_1.

Таким образом, результирующие комплексы составляющих свободного процесса вращаются в этом случае с различными угловыми скоростями p_β и $p_{n\beta} \neq p_{a\beta}$.

Геометрическое место комплекса p (рис. 70-1) представляет собой прямую линию, параллельную мнимой оси. Ее расстояние от мнимой оси равно $-s_k\omega_1$. Прямая пересекает окружность при критической угловой скорости $\omega = 2\omega_1 s_k \sqrt{1-\sigma}$. Геометрическое место комплекса p построено на рис. 70-1 для асинхронной машины с указанными выше параметрами, причем все величины представлены в относительной форме путем деления на ω_1.

в) Ротор вращается со скоростью, близкой к синхронной ($\omega \approx \omega_1$). В этом случае можно точно учесть различие между s_{k1} и s_{k2}. Обратимся к исходному уравнению для p (70-12) и запишем квадратный корень в нем в виде $\sqrt{1-x}$, где $x < 1$. Для этого нужно преобразовать выражение под корнем

$$\sqrt{(s_{k2}-s_{k1})^2 - 2j(s_{k2}-s_{k1})\,\omega/\omega_1 - \omega^2/\omega_1^2 + 4(1-\sigma)s_{k1}s_{k2}},$$

воспользовавшись приближенным выражением

$$(s_{k2}-s_{k1})^2 + 4(1-\sigma)s_{k1}s_{k2} = (s_{k2}+s_{k1})^2(1-\sigma),$$

погрешность при использовании которого весьма мала (для машины с указанными параметрами не превосходит 0,3%); вынести за скобки $-\omega^2/\omega_1^2$

$$j\frac{\omega}{\omega_1}\sqrt{1-(s_{k2}+s_{k1})^2(1-\sigma)\,\omega_1^2/\omega^2 + 2j(s_{k2}-s_{k1})\,\omega/\omega_1}$$

и, имея в виду, что при $\omega/\omega_1 \approx 1$ второй и третий члены под корнем малы по сравнению с первым, использовать приближенное соотношение $\sqrt{1-x} \approx 1 - x/2$. После этих преобразований, представив квадратный корень приближенно в виде

$$j\frac{\omega}{\omega_1}[1-(s_{k2}+s_{k1})^2(1-\sigma)\,\omega_1^2/(2\omega^2) + j(s_{k2}-s_{k1})\,\omega/\omega_1],$$

можно получить из (70-12) корни характеристического уравнения: при знаке «—» перед квадратным корнем

$$p_a = p_{a\alpha} + jp_{a\beta} = -s_{k1}\omega_1 + j\omega(1-\sigma)(s_{k2}+s_{k1})^2\,\omega_1^2/(4\omega^2), \quad (70\text{-}15)$$

при знаке «+»

$$p_n = p_{n\alpha} + jp_{n\beta} = -s_{k2}\omega_1 + j\omega - j\omega(1-\sigma)(s_{k2}+s_{k1})^2\,\omega_1^2/(4\omega^2). \quad (70\text{-}16)$$

Из (70-15) видно, что комплекс составляющей переходного процесса с индексом «а» затухает с постоянной времени

$$T_\tau' = -p_{a\alpha}^{-1} = 1/(s_{k1}\omega_1) = L_1'/R_1,$$

т. е. с постоянной времени обмотки статора при короткозамкнутой обмотке ротора (см. выше) и вращается с весьма малой угловой скоростью $p_{a\beta}$ в сторону вращения ротора (при $\omega/\omega_1 \approx 1$ и приведенных выше параметрах $p_{a\beta} = 0{,}0144\omega$). Отсюда следует, что составляющая с индексом «а» соответствует свободной (апериодической) системе токов (потокосцеплений) в обмотке статора.

Ротор по отношению к полю свободных токов статора вращается со скоростью

$$\omega - p_{a\beta} = \omega\left[1 - (1-\sigma)(s_{k1} + s_{k2})^2\,\omega_1^2/(4\omega^2)\right],$$

мало отличающейся от скорости ω (при приведенных параметрах $\omega - p_{a\beta} = 0{,}9856\omega$). В обмотке ротора индуктируется периодическая система токов (потокосцеплений), изменяющихся с угловой частотой $\omega - p_{a\beta}$.

Из (70-16) видно, что комплекс составляющей переходного процесса с индексом «п» затухает с постоянной времени

$$T_2' = -\,p_{n\alpha}^{-1} = 1/(s_{k2}\omega_1) = L_2'/R_2,$$

т. е. с постоянной времени обмотки ротора при короткозамкнутой обмотке статора (см. выше), и вращается с угловой скоростью $p_{n\beta}$, чуть меньшей, чем скорость ω ротора [при приведенных выше параметрах $p_{n\beta} = 0{,}9856\omega$], откуда следует, что составляющая с индексом «п» соответствует системе свободных (апериодических) токов в роторе. При этом система свободных токов ротора, почти неподвижная относительно ротора, вращаясь вместе с ротором со скоростью $p_{n\beta}$, индуктирует в обмотке статора периодическую систему токов, изменяющихся с частотой

$$p_{n\beta} = \omega\left[1 - (1-\sigma)(s_{k2} + s_{k1})^2\,\omega_1^2/(4\omega^2)\right].$$

Связывая название составляющих с характером их изменения в обмотке статора, присваивают название п е р и о д и ч е с к и е составляющие (индекс «п») как периодически изменяющимся переходным токам (потокосцеплениям) в обмотке статора, так и взаимно связанной с ним системе свободных токов (потокосцеплений) в обмотке ротора.

Точно так же название а п е р и о д и ч е с к и е составляющие (индекс «а») присваивается как системе свободных (апериодических) токов (потокосцеплений) в обмотке статора, так и системе периодически изменяющихся токов (потокосцеплений), которые индуктируются в обмотке ротора, перемещающегося со скоростью $\omega - p_{a\beta}$ относительно поля системы свободных токов статора.

70-4. ВКЛЮЧЕНИЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ В СЕТЬ

Включение происходит при произвольной угловой скорости ротора ω. При $t = 0$ обмотка статора присоединяется к сети с напряжением $\dot{U}_1$. В осях статора α, β при $t < 0$ напряжение $\dot{U}_1 = 0$, при $t \geqslant 0$ напряжение $\tilde{U}_1 = \dot{U}_{1m} e^{j\omega_1 t}$, где $\dot{U}_{1m} = U_{1m} e^{j\varphi_0}$.

Предполагается, что угловая скорость во время переходного процесса не изменяется и остается равной ω. Считаются заданными начальные токи и потокосцепления обмоток ($\tilde{I}_{1н}$, $\tilde{I}_{2н}$, $\tilde{\Psi}_{1н}$, $\tilde{\Psi}_{2н}$), которые имелись при $t = 0$. В общем случае, если включение происходит в момент, когда токи после отключения предшествующего режима еще не затухли (см. § 70-1), начальные ток и потокосцепление ротора, а также потокосцепление статора могут отличаться от нуля ($\tilde{\Psi}_{1н} \neq 0$, $\tilde{\Psi}_{2н} \neq 0$, $\tilde{I}_{2н} \neq 0$), начальный ток в обмотке статора всегда равняется нулю $\tilde{I}_{1н} = 0$.

Потокосцепления статора и ротора в переходном процессе определяются из системы дифференциальных уравнений (70-8), записанных в осях статора, и выражаются в виде суммы установившегося значения величины и свободной составляющей:

$$\tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_{1у} + \tilde{\Psi}_{1с}; \quad \tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_{2у} + \tilde{\Psi}_{2с}, \tag{70-17}$$

где

$$\tilde{\Psi}_{1с} = \tilde{\Psi}_{1а}e^{p_а t} + \tilde{\Psi}_{1п}e^{p_п t}; \quad \tilde{\Psi}_{2с} = \tilde{\Psi}_{2а}e^{p_а t} + \tilde{\Psi}_{2п}e^{p_п t}.$$

Аналогичные соотношения записываются для токов

$$\tilde{I}_1 = \tilde{I}_{1у} + \tilde{I}_{1с}; \quad \tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2у} + \tilde{I}_{2с}, \tag{70-18}$$

где

$$\tilde{I}_{1с} = \tilde{I}_{1а}e^{p_а t} + \tilde{I}_{1п}e^{p_п t}; \quad \tilde{I}_{2с} = \tilde{I}_{2а}e^{p_а t} + \tilde{I}_{2п}e^{p_п t}.$$

При этом коэффициенты затухания $p_а$, $p_п$ рассчитываются в общем случае с помощью (70-12). Действительная и мнимая части $p_а$ и $p_п$ существенно зависят от угловой скорости ротора ω.

В частных случаях при неподвижном роторе ($\omega = 0$) их можно рассчитать по (70-13), (70-14), а при угловой скорости ротора, близкой к синхронной, — по (70-15), (70-16).

Установившиеся значения потокосцеплений определяются из (70-8) при $t = \infty$.

Имея в виду, что установившиеся потокосцепления изменяются гармонически, можно записать их результирующие комплексные функции в осях статора

$$\dot{\tilde{\Psi}}_1 = \dot{\Psi}_{1m}e^{j\omega_1 t}; \quad \dot{\tilde{\Psi}}_2 = \dot{\Psi}_{2m}e^{j\omega_1 t}.$$

Тогда заметив, что

$$p\tilde{\Psi}_1 = j\omega_1\tilde{\Psi}_1, \quad p\tilde{\Psi}_2 = j\omega_1\tilde{\Psi}_2,$$

получим из (70-8) следующие уравнения напряжений для установившегося режима в осях статора:

$$\left.\begin{aligned} \omega_1(j + s_{k1})\,\tilde{\Psi}_1 - k_2 s_{k1}\omega_1\tilde{\Psi}_2 &= \tilde{U}_1; \\ -k_1 s_{k2}\omega_1\tilde{\Psi}_1 + \omega_1(sj + s_{k2})\,\tilde{\Psi}_2 &= 0, \end{aligned}\right\} \tag{70-19}$$

где $s = (\omega_1 - \omega)/\omega_1$ — скольжение.

Решая уравнения системы (70-19) совместно, получаем:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{1y} &= \tilde{\Psi}_1 = \frac{\tilde{U}_1 (s_{k2} + js)}{j\omega_1 [(s_{k2} + ss_{k1}) + j (s - \sigma s_{k1} s_{k2})]};\\ \tilde{\Psi}_{2y} &= \tilde{\Psi}_2 = \frac{\tilde{U}_1 k_1 s_{k2}}{j\omega_1 [(s_{k2} + ss_{k1}) + j (s - \sigma s_{k1} s_{k2})]}.\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}20)$$

Приближенно при $R_1 = 0$ и $s_{k1} = 0$

$$\tilde{\Psi}_1 = \frac{\tilde{U}_1}{j\omega_1}; \quad \tilde{\Psi}_2 = \frac{\tilde{U}_1 k_1 s_{k2}}{j\omega_1 (s_{k2} + js)}.$$

С помощью (70-5) легко найти установившиеся токи

$$\left.\begin{aligned}\tilde{I}_{1y} &= \tilde{I}_1 = \frac{\tilde{U}_1 (\sigma s_{k2} + js)}{j\omega_1 L_1' [(s_{k2} + ss_{k1}) + j (s - \sigma s_{k1} s_{k2})]};\\ \tilde{I}_{2y} &= \tilde{I}_2 = \frac{\tilde{U}_1 (-k_1 js)}{j\omega_1 L_2' [(s_{k2} + ss_{k1}) + j (s - \sigma s_{k1} s_{k2})]}.\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}21)$$

Для определения четырех неизвестных комплексных коэффициентов в выражениях для свободных составляющих потокосцепления или токов в (70-17) или (70-18) используются заданные начальные условия при $t = 0$. Подставив заданные начальные условия, например, для потокосцеплений в (70-17)

$$\left.\begin{aligned}\underset{(t=0)}{\tilde{\Psi}_1} &= \tilde{\Psi}_{1н} = \tilde{\Psi}_{1y} + \tilde{\Psi}_{1a} + \tilde{\Psi}_{1п};\\ \underset{(t=0)}{\tilde{\Psi}_2} &= \tilde{\Psi}_{2н} = \tilde{\Psi}_{2y} + \tilde{\Psi}_{2a} + \tilde{\Psi}_{2п},\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}22)$$

получаем два из четырех необходимых уравнения.

Еще два уравнения получаем, имея в виду, что однородные дифференциальные уравнения (70-11) должны удовлетворяться как для апериодических, так и для периодических составляющих потокосцеплений. Вводя в первое из (70-11) апериодические составляющие $\tilde{\Psi}_{1a} e^{p_a t}$, $\tilde{\Psi}_{2a} e^{p_a t}$, а во второе из (70-11) периодические составляющие $\tilde{\Psi}_{1п} e^{p_п t}$ и $\tilde{\Psi}_{2п} e^{p_п t}$, после сокращения на $e^{p_a t}$ или $e^{p_п t}$ получим:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{2a} &= \tilde{\Psi}_{1a} (p_a + s_{k1}\omega_1)/(k_2 s_{k1}\omega_1) = k_{21a}\tilde{\Psi}_{1a};\\ \tilde{\Psi}_{1п} &= \tilde{\Psi}_{2п} (p_п + s_{k2}\omega_1 - j\omega)/(k_1 s_{k2}\omega_1) = k_{12п}\tilde{\Psi}_{2п},\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}23)$$

где

$$k_{21a} = (p_a + s_{k1}\omega_1)/(k_2 s_{k1}\omega_1);$$
$$k_{12п} = (p_п + s_{k2}\omega_1 - j\omega)/(k_1 s_{k2}\omega_1).$$

При угловой скорости ротора, близкой к синхронной ($\omega \approx \omega_1$), соотношения между потокосцеплениями существенно упрощаются. В этом случае с помощью (70-15), (70-16) найдем:

$$\left.\begin{aligned}k_{21a} &= jk_1\omega_1 (s_{k1} + s_{k2})^2/(4s_{k1}\omega) \approx jk_1 s_{k2}\omega_1/\omega;\\ k_{12п} &= -jk_2\omega_1 (s_{k1} + s_{k2})^2/4s_{k2}\omega \approx -jk_2 s_{k1}\omega_1/\omega.\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}24)$$

Здесь при получении приближенных соотношений использована замена $(s_{k1}+s_{k2})/2 \approx \sqrt{s_{k1}s_{k2}}$, которая получается тем точнее, чем меньше отличаются друг от друга s_{k1} и s_{k2}. Рассматривая (70-22) и (70-23) совместно, находим коэффициенты:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{2\text{п}} &= \left[k_{21\text{а}}\left(\tilde{\Psi}_{1\text{н}}-\tilde{\Psi}_{1\text{у}}\right)-\tilde{\Psi}_{2\text{н}}-\tilde{\Psi}_{2\text{у}}\right]/(k_{12\text{п}}k_{21\text{а}}-1);\\ \tilde{\Psi}_{1\text{а}} &= \left[k_{12\text{п}}\left(\tilde{\Psi}_{2\text{н}}-\tilde{\Psi}_{2\text{у}}\right)-\left(\tilde{\Psi}_{1\text{н}}-\tilde{\Psi}_{1\text{у}}\right)\right]/(k_{12\text{п}}k_{21\text{а}}-1).\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}25)$$

Затем по (70-23) — коэффициенты $\tilde{\Psi}_{1\text{п}}$ и $\tilde{\Psi}_{2\text{а}}$. Если перед включением токи в обмотках отсутствовали ($\tilde{I}_{1\text{н}}=\tilde{I}_{2\text{н}}=\tilde{\Psi}_{1\text{н}}=\tilde{\Psi}_{2\text{н}}=0$), то из (70-25) получим:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{\Psi}_{2\text{п}} &= \left(\tilde{\Psi}_{2\text{у}}-k_{21\text{а}}\tilde{\Psi}_{1\text{у}}\right)/(k_{12\text{п}}k_{21\text{а}}-1),\\ \tilde{\Psi}_{1\text{а}} &= \left(\tilde{\Psi}_{1\text{у}}-k_{12\text{п}}\tilde{\Psi}_{2\text{у}}\right)/(k_{12\text{п}}k_{21\text{а}}-1).\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}26)$$

Токи $\tilde{I}_1$, $\tilde{I}_2$ или их отдельные составляющие могут быть найдены по (70-5). С помощью (70-26), (70-5) можно выразить коэффициенты свободных составляющих токов $\tilde{I}_{1\text{а}}$, $\tilde{I}_{1\text{п}}$, $\tilde{I}_{2\text{а}}$, $\tilde{I}_{2\text{п}}$ в (70-18) через заданные начальные и установившиеся токи $\tilde{I}_{1\text{н}}$, $\tilde{I}_{2\text{н}}$, $\tilde{I}_{1\text{у}}$, $\tilde{I}_{2\text{у}}$:

$$\left.\begin{aligned}\tilde{I}_{1\text{а}} &= \frac{(1-k_2k_{21\text{а}})}{\sigma\,(k_{12\text{п}}k_{21\text{а}}-1)}\left[(1-k_1k_{12\text{п}})\left(\tilde{I}_{1\text{у}}-\tilde{I}_{1\text{н}}\right)+\right.\\ &\qquad \left.+\frac{k_1}{k_2}(k_2-k_{12\text{п}})\left(\tilde{I}_{2\text{у}}-\tilde{I}_{2\text{н}}\right)\right];\\ \tilde{I}_{1\text{п}} &= \frac{(k_{12\text{п}}-k_2)}{\sigma\,(k_{12\text{п}}k_{21\text{а}}-1)}\left[(k_1-k_{21\text{а}})\left(\tilde{I}_{1\text{у}}-\tilde{I}_{1\text{н}}\right)+\right.\\ &\qquad \left.+\frac{k_1}{k_2}(1-k_2k_{21\text{а}})\left(\tilde{I}_{2\text{у}}-\tilde{I}_{2\text{н}}\right)\right];\\ \tilde{I}_{2\text{а}} &= \tilde{I}_{1\text{а}}\frac{k_2\,(k_{21\text{а}}-k_1)}{k_1\,(1-k_2k_{21\text{а}})};\\ \tilde{I}_{2\text{п}} &= \tilde{I}_{1\text{п}}\frac{k_2\,(1-k_1k_{12\text{п}})}{k_1\,(k_{12\text{п}}-k_2)}.\end{aligned}\right\} \quad (70\text{-}27)$$

В качестве примера рассмотрим включение в сеть асинхронного двигателя со следующими данными: $f_1=50$ Гц; $\omega_1=2\pi f_1=314$ рад/с; $\omega_1L_{12}=3{,}0$; $\omega_1L_{1\sigma}=0{,}11$; $\omega_1L_{2\sigma}=0{,}14$; $\omega_1L_1'=0{,}2441$; $\omega_1L_2'=0{,}2465$; $R_1=0{,}02441$; $R_2=0{,}03696$; $s_{k1}=0{,}1$; $s_{k2}=0{,}15$; $k_1=0{,}9646$; $k_2=0{,}9554$; $\sigma=0{,}0785$*. Двигатель вращается со скоростью $\omega=\omega_1(1-s)$, которая остается постоянной в течение всего переходного процесса. Скольжение $s=0{,}03794$. Напряжение сети принимается номинальным и равным $U_{1m}=1$. Комплексная функция напряжения в осях α, β равна $\tilde{U}_1=U_{1m}e^{j(\omega_1t-\pi/2)}$, где $U_{1m}=1$. В синхронных осях $+$, $+j$, вращающихся со скоростью ω_1, действительная ось которых при $t=0$ повернута относительно оси α (или оси фазы A) на угол $-\pi/2$, напряжение изображается комплексом $\tilde{U}_1=1$. Комплекс $\tilde{U}_1$ показан на рис. 70-2 совпадающим с действительной осью $(+)$ синхронной комплексной плоскости.

Направление оси фазы A (или оси α) характеризуется в синхронной плоскости единичной комплексной функцией $e^{j(\pi/2-\omega_1t)}=e^{2\pi j(0{,}25-\omega_1t/2\pi)}$. При

---

* Все величины выражаются в относительных единицах.

$t = 0$ эта функция совпадает с мнимой осью (она равна $e^{j\pi/2}$). В произвольный момент t ее направление определяется относительным временем $t/T_1 = \omega_1 t/2\pi$, выраженным в долях периода $T_1 = 2\pi/\omega_1 = 1/f_1$. Шкала относительного времени дана на геометрическом месте концов единичного комплекса фазы A, показанном в виде окружности на рис. 70-2. Предполагается, что до включения токи в обмотках отсутствовали: $I_{1н} = I_{2н} = 0$.

Установившиеся токи рассчитываются по (70-21):

$$\tilde{I}_{1у} = 1{,}029e^{-j0{,}5354}; \quad \tilde{I}_{2у} = 0{,}9391e^{j2{,}907}.$$

При выбранном скольжении эти токи близки к номинальным. По (70-24) определяются необходимые вспомогательные коэффициенты $k_{21а} = j0{,}1505$ и $k_{12п} = -j\,0{,}09930$, а затем по (70-27) и сами коэффициенты свободных составляющих токов: $\tilde{I}_{1а} = 4{,}218\,e^{j\,1{,}533}$; $\tilde{I}_{1п} = 3{,}843e^{j\,(\pi\,+\,1{,}291)}$; $\tilde{I}_{2а} = 4{,}038e^{-j\,1{,}62}$; $\tilde{I}_{2п} = 3{,}98e^{j\,1{,}283}$.

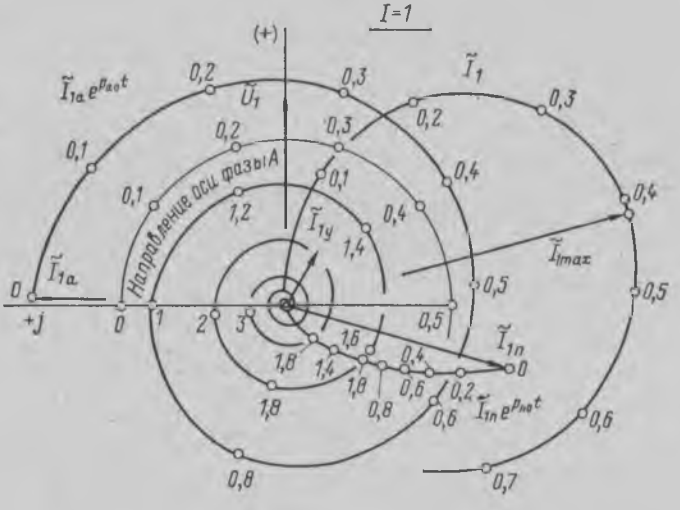


Рис. 70-2. Изменение токов в процессе включения вращающегося асинхронного двигателя [$\omega = \omega_1\,(1 - s)$; $s = 0{,}0394$].

Корни характеристического уравнения для решения в осях α, β вычисляются по (70-15) и (70-16):

$$p_а = p_{а\alpha} + jp_{а\beta}; \quad p_п = p_{п\alpha} + jp_{п\beta},$$

где $p_{а\alpha} = -31{,}4$ рад/с; $p_{п\alpha} = -47{,}1$ рад/с; $p_{а\beta} = 4{,}701$ рад/с; $p_{п\beta} = 297{,}5$ рад/с.

Корни характеристического уравнения для решения в синхронных осях $+$, $+j$ определяются с учетом скорости перемещения синхронной плоскости относительно неподвижной:

$$p_{а0} = p_{а\alpha 0} + jp_{а\beta 0}; \quad p_{п0} = p_{п\alpha 0} + jp_{п\beta 0},$$

где $p_{а\alpha 0} = p_{а\alpha} = -31{,}4$ рад/с; $p_{п\alpha 0} = p_{п\alpha} = -47{,}1$ рад/с; $p_{а\beta 0} = p_{а\beta} - \omega_1 = 4{,}701 - 100\pi = -309{,}5$ рад/с; $p_{п\beta 0} = p_{п\beta} - \omega_1 = 297{,}5 - 100\pi = -16{,}55$ рад/с.

Полные токи в переходном процессе по (70-18), представленные в синхронных осях:

$$\tilde{I}_1 = \tilde{I}_{1у} + \tilde{I}_{1а}e^{p_{а0}t} + \tilde{I}_{1п}e^{p_{п0}t};$$
$$\tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2у} + \tilde{I}_{2а}e^{p_{а0}t} + \tilde{I}_{2п}e^{p_{п0}t}.$$

Геометрические места тока статора $\tilde{I}_1$ и его составляющих показаны на рис. 70-2. О перемещении комплексов по геометрическим местам можно судить по приведенной шкале относительных времен $t/T_1 = 0;\ 0{,}2;\ 0{,}4\ \ldots$ Видно, что при $t = 0$ ток $\tilde{I}_1 = 0$; при $t = 0{,}42T_1$ ток $\tilde{I}_1$ достигает максимального значения $I_{1max} = 5{,}8$, а затем (по мере затухания апериодической $\tilde{I}_{1a}e^{p_{a0}t}$ и периодической $\tilde{I}_{1n}e^{p_{n0}t}$ составляющих тока) ток $\tilde{I}_1$ асимптотически приближается к установившемуся значению тока $\tilde{I}_{1y}$.

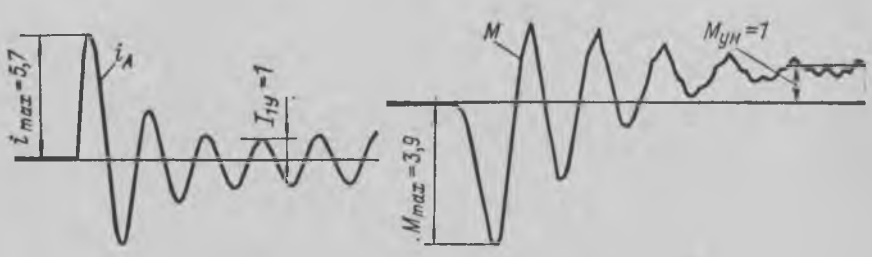


Рис. 70-3. Осциллограмма тока статора при включении вращающегося асинхронного двигателя [$\omega = \omega_1(1 - s)$; $s = 0{,}0394$].

Рис. 70-4. Осциллограмма электромагнитного момента при включении вращающегося асинхронного двигателя [$\omega = \omega_1(1 - s)$; $s = 0{,}0394$].

Для определения тока фазы A (или составляющей по оси α) ток $\tilde{I}_1$ или его составляющие необходимо спроектировать на направление фазы A:

$$i_{1A} = \mathrm{Re}\left[\tilde{I}_1 e^{j(\omega_1 t - \pi/2)}\right].$$

Осциллограмма тока фазы A, полученная с помощью АВМ для заданных условий включения, приведена на рис. 70-3. Как видно, в данном случае максимальный ток превосходит установившийся в

$$I_{1\,max}/I_{1y} = 5{,}8/1{,}029 = 5{,}63 \text{ раза}.$$

Для выражения электромагнитного вращающего момента в относительных единицах запишем (69-46) в синхронных осях

$$M = \frac{3p_\tau L_{12}\left(\tilde{I}_1\tilde{I}_2^* - \tilde{I}_1^*\tilde{I}_2\right)}{4j} = \frac{3p_\tau L_{12}}{2}\,\mathrm{Im}\left(\tilde{I}_1\tilde{I}_2^*\right)$$

и представим в долях базисного момента

$$M_6 = \frac{S_н}{\Omega_1} = \frac{3U_{1н}I_{1н}p_\tau}{2\omega_1},$$

тогда

$$M_* = \frac{M}{M_6} = X_{*12}\,\mathrm{Im}\left(\tilde{I}_{*1}\tilde{I}_{*2}^*\right) = \frac{X_{12}\left(\tilde{I}_{*1}\tilde{I}_{*2}^* - \tilde{I}_{*1}^*\tilde{I}_{*2}\right)}{2j}, \qquad (70\text{-}28)$$

где

$$X_{*12} = \frac{(\omega_1 L_{12})\,I_{1н}}{U_{1н}} = (\omega_1 L_{12})_*.$$

Вводя в (70-28) рассчитанные ранее в относительных единицах токи $\tilde{I}_1$ и $\tilde{I}_2$ и индуктивное сопротивление $X_{*12} = (\omega_1 L_{12})_* = 3{,}0$, можно построить кривую

изменения электромагнитного момента в переходном процессе. На рис. 70-4 представлена та же кривая, полученная с помощью АВМ. Из рисунка видно, что наибольший момент превосходит в 3,9 раза установившийся момент.

70-5. ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ПРИ СИММЕТРИЧНОМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ ОБМОТКИ СТАТОРА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Проанализируем короткое замыкание, которое происходит из установившегося начального режима без предварительного разрыва цепи обмотки статора. Переходный процесс при таком коротком замыкании может рассматриваться как включение AM, по обмоткам которой протекают начальные токи $\tilde{I}_{1н}$ и $\tilde{I}_{2н}$, на напряжение $\tilde{U}_1 = 0$.

Такой подход дает возможность применить для анализа процесса короткого замыкания математическое описание процесса включения (см. § 70-4). Если заданы параметры машины, напряжение $\tilde{U}_{10}$ и скольжение s в начальном установившемся режиме, то установившиеся токи в этом режиме $\tilde{I}_{1y0}$ и $\tilde{I}_{2y0}$, являющиеся одновременно начальными токами для процесса короткого замыкания, легко могут быть рассчитаны с помощью (70-21).

Например, для установившегося режима, рассмотренного в примере § 70-4 (при $U_{10} = 1$; $s = 0{,}03794$), начальные токи будут равны:

$$\tilde{I}_{1н} = \tilde{I}_{1y0} = 1{,}029e^{-j0{,}5354}; \quad \tilde{I}_{2п} = \tilde{I}_{2y0} = 0{,}9391e^{j2{,}907}.$$

Токи, устанавливающиеся после завершения переходного процесса при коротком замыкании (или включения на напряжение $\tilde{U}_1 = 0$), очевидно, равны нулю: $\tilde{I}_{1y} = \tilde{I}_{2y} = 0$.

Используя эти исходные данные и результаты § 70-4, не трудно с помощью (70-27) найти коэффициенты свободных составляющих токов. Для двигателя с данными § 70-4 коэффициенты свободных составляющих при коротком замыкании будут отличаться от соответствующих коэффициентов при включении только по знаку (см. ранее):

$$\tilde{I}_{1а} = -4{,}218e^{j1{,}533}; \quad \tilde{I}_{1п} = -3{,}843e^{j(\pi + 1{,}291)};$$

$$\tilde{I}_{2л} = -4{,}038e^{j1{,}62}; \quad \tilde{I}_{2п} = -3{,}98e^{j1{,}283}.$$

Полные токи в переходном процессе короткого замыкания по (70-18), представленные в синхронных осях:

$$\tilde{I}_1 = \tilde{I}_{1а}e^{p_{а0}t} + \tilde{I}_{1п}e^{p_{п0}t}; \quad \tilde{I}_2 = \tilde{I}_{2а}e^{p_{а0}t} + \tilde{I}_{2п}e^{p_{п0}t},$$

где $p_{а0}$, $p_{п0}$ — корни характеристического уравнения, найденные в § 70-4.

Эти полные токи складывают из свободных составляющих, отличающихся только знаками от свободных составляющих при включении. С этой оговоркой изменение тока статора при коротком замыкании может быть оценено с помощью рис. 70-2, если отбросить на нем ток $\tilde{I}_{1y}$. Поскольку ток $\tilde{I}_{1y}$ играет сравнительно небольшую роль, максимальный ток статора при коротком замыкании получится почти таким же, как при включении; он превосходит ток начального установившегося режима в $I_{1max}/I_{1н} = 5{,}2$ раза.

ГЛАВА СЕМЬДЕСЯТ ПЕРВАЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ И АСИНХРОННЫХ РЕЖИМОВ В СИНХРОННЫХ МАШИНАХ

71-1. ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ. ДОПУЩЕНИЯ

Рассматривается трехфазная синхронная машина с полной демпферной обмоткой и продольной обмоткой возбуждения. Машина может иметь ротор явнополюсного или неявнополюсного исполнения.

При переходных процессах или асинхронных режимах ($\omega \neq \omega_1$) вследствие изменения потокосцеплений индуктируются ЭДС не только в фазах обмотки статора, но и в роторных контурах: контурах демпферной обмотки и в контуре обмотки возбуждения [1]. Под действием этих ЭДС в контурах ротора возникают токи, причем ток, индуктированный в обмотке возбуждения, накладывается на постоянный ток возбуждения.

Для определения токов в роторных контурах нужно уметь рассчитывать их активные сопротивления и индуктивные параметры (индуктивности, взаимные индуктивности с другими контурами статора и ротора). Токи, индуктированные в роторных контурах, принимают участие в образовании магнитного поля взаимной индукции и потокосцеплений с фазами обмотки статора. Для расчета этих потокосцеплений нужно знать взаимные индуктивности роторных контуров с фазами обмотки статора.

С целью упрощения расчетов и возможности получения аналитического описания переходных процессов примем следующие допущения:

1. Относительная магнитная проницаемость стальных участков магнитной цепи бесконечно велика ($\mu_{rc} = \infty$).

2. При расчете магнитного поля взаимной индукции учитываются только основные (p-периодные) гармонические радиальной составляющей индукции в зазоре.

На основании первого допущения магнитное поле в машине может рассматриваться как сумма полей, образованных в отдельности токами в каждом из ее контуров. Это допущение открывает возможность независимого определения индуктивных параметров каждого из роторных контуров машины.

71-2. ЭКВИВАЛЕНТИРОВАНИЕ КОНТУРОВ ДЕМПФЕРНОЙ ОБМОТКИ

Демпферная обмотка синхронной машины образуется обычно из довольно большого числа стержней, присоединенных к двум короткозамыкающим кольцам. В пазах каждого полюса размещается n_c стержней, обычно $n_c \geqslant 4$ (на рис. 71-1, 71-2 изображено

[1] В неявнополюсных машинах роль демпферной обмотки выполняют пазовые клинья и массивный магнитопривод ротора.

шесть стержней с индексами *1*, *2*, *3*, *3′*, *2′*, *1′*). При изменении (например, уменьшении) продольного поля в демпферной обмотке (рис. 71-1) появляется система продольных контурных токов ($i_{кd1}$, $i_{кd2}$, $i_{кd3}$), препятствующая изменению этого поля. Соответственно при изменении (например, при уменьшении) поперечного поля (рис. 71-2) в демпферной обмотке появляется система поперечных контурных токов ($i_{кq1}$, $i_{кq2}$, $i_{кq3}$), препятствующая изменению поперечного поля.

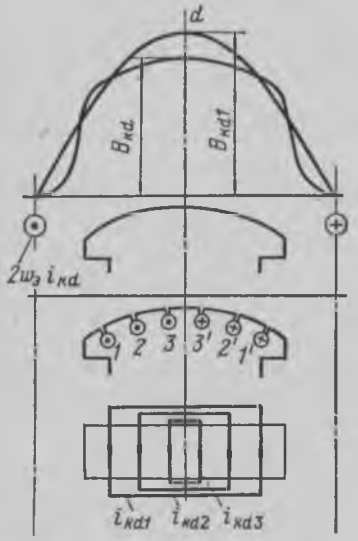


Рис. 71-1. Эквивалентирование продольной системы токов в демпферной обмотке.

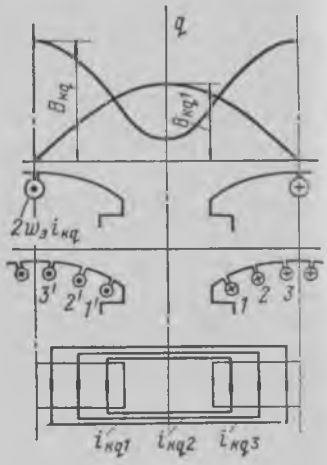


Рис. 71-2. Эквивалентирование поперечной системы токов в демпферной обмотке.

Индуктированные в продольных и поперечных контурах демпферной обмотки токи могут быть рассчитаны в результате совместного решения системы дифференциальных уравнений, включающей уравнения для продольного и поперечного контуров обмотки статора, обмотки возбуждения и всех перечисленных контуров демпферной обмотки. Однако математическое описание переходных процессов в синхронной машине с детальным рассмотрением всех контуров демпферной обмотки получается весьма громоздким. С целью упрощения этого описания многоконтурная демпферная обмотка заменяется двумя эквивалентными демпферными контурами на каждом полюсном делении: продольным эквивалентным контуром с током $i_{кd}$ (рис. 71-1) и поперечным эквивалентным контуром с током $i_{кq}$ (рис. 71-2). Эти контуры размещаются на полюсах таким образом, чтобы с продольным контуром взаимодействовало только продольное поле, а с поперечным — только поперечное поле.

Числа витков $w_э$ эквивалентных контуров выбираются произвольно. Токи в них выражаются через токи, индуктированные в реальных контурах демпферной обмотки. Ток продольного эквивалентного контура $i_{кd}$ должен образовывать такую же основную гармоническую $B_{кd1}$ поля в зазоре, как и система продольных токов ($i_{кd1}$, $i_{кd2}$, $i_{кd3}$ ...) в демпферной обмотке (рис. 71-1). Соответственно ток поперечного эквивалентного контура $i_{кq}$ должен образовывать такую же основную гармоническую $B_{кq1}$ поля в зазоре, как и система поперечных токов ($i_{кq1}$, $i_{кq2}$, $i_{кq3}$ ...) в демпферной обмотке (рис. 71-2).

Параметры эквивалентных контуров выражаются (см. ниже в этой же главе) через параметры контуров демпферной обмотки, образованных из двух соседних стержней и участков короткозамыкающих колец между этими стержнями. Активные сопротивления продольного или поперечного эквивалентных контуров ($R_{кd}$ или $R_{кq}$) рассчитываются исходя из того, чтобы в них при токах $i_{кd}$ или $i_{кq}$ выделялись такие же джоулевы потери мощности, как и потери в реальной демпферной обмотке при продольной или поперечной системе токов. Индуктивность рассеяния продольного или поперечного эквивалентного контура ($L_{кd\sigma}$ или $L_{кq\sigma}$) рассчитывается исходя из сохранения энергии, соответствующей магнитному полю рассеяния продольной или поперечной системы токов в демпферной обмотке.

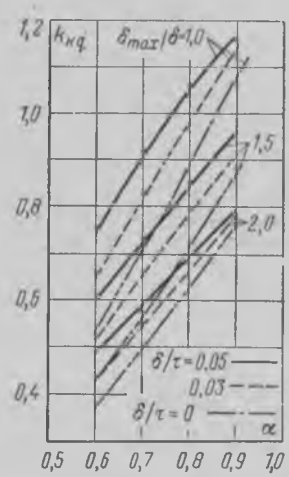


Рис. 71-3. Коэффициент формы поля демпферной обмотки по поперечной оси.

Потокосцепления контуров при переходных процессах определяются с учетом полей, образованных МДС продольного эквивалетного контура демпферной обмотки $F_{кd} = w_э i_{кd}$ и МДС поперечного эквивалентного контура демпферной обмотки $F_{кq} = w_э i_{кq}$.

Поле МДС продольного эквивалентного контура $F_{кd}$ (рис. 71-1) характеризуется коэффициентом формы поля демпферной обмотки по продольной оси

$$k_{кd} = B_{кd1}/B_{кd} = k_f, \qquad (71\text{-}1)$$

который равен коэффициенту формы поля обмотки возбуждения k_f (см. рис. 53-3).

Поле МДС поперечного эквивалентного контура $F_{кq}$ (рис. 71-2) характеризуется коэффициентом формы поля демпферной обмотки по поперечной оси

$$k_{kq} = B_{кq1}/B_{кq}, \qquad (71\text{-}2)$$

который равен отношению основной гармонической индукции поля от F_{kq} к амплитуде индукции поля от этой МДС, определенной при равномерном зазоре $\delta' = \delta k_3$ между магнитопроводами статора и ротора. Коэффициент k_{kq} может быть определен по рис. 71-3.

71-3. ПРИВЕДЕНИЕ РОТОРНЫХ КОНТУРОВ К ОБМОТКЕ СТАТОРА

После замены многоконтурной демпферной обмотки продольным и поперечным эквивалентными контурами на роторе машины (рис. 71-4) размещаются три однофазные обмотки: продольная обмотка возбуждения с числом витков w_f и с током i_f, эквивалентный

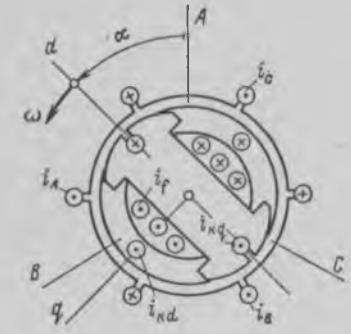


Рис. 71-4. Трехфазная явнополюсная синхронная машина ($2p = 2$) с эквивалентными демпферными контурами по продольной и поперечной осям.

Рис. 71-5. Приведенные к статору роторные контуры по продольной и поперечной осям.



продольный контур демпферной обмотки с числом витков $w_э$ и с током i_{kd}, эквивалентный поперечный контур демпферной обмотки с числом витков $w_э$ и с током i_{kq} [1].

Для того чтобы при составлении и преобразовании уравнений явнополюсной машины воспользоваться понятиями результирующих комплексных функций, введенных в гл. 69 применительно к асинхронной машине с трехфазными обмотками, нужно заменить однофазные обмотки ротора синхронной машины соответствующим образом ориентированными трехфазными обмотками, не отличающимися по своим обмоточным данным от обмотки статора (рис. 71-5).

---

[1] Числа витков w_f и $w_э$ указываются на один полюс. На рис. 71-3 число $w_f = 1{,}5$; $w_э = 0{,}5$.

Такого рода замена называется в теории электрических машин приведением, а эквивалентные трехфазные обмотки, заменяющие роторные контуры (см. рис. 71-4), называются приведенными к обмотке статора роторными контурами.

Как видно из рис. 71-4, главная фаза трехфазной обмотки, заменяющей тот или иной роторный контур, должна быть ориентирована по той же оси, что и этот контур, а токи в фазах приведенного роторного контура должны образовать такую же основную гармоническую поля в зазоре (по значению и направлению), как ток роторного контура. Для получения прежнего направления поля нужно, чтобы по главной фазе приведенного контура протекал приведенный ток контура, а по каждой из двух его других фаз в отрицательном направлении — половина этого тока (на рис. 71-5 приведенный ток возбуждения обозначен i'_f, приведенный ток демпферной обмотки по продольной оси $i'_{кd}$, приведенный ток демпферной обмотки по поперечной оси $i'_{кq}$). Для получения необходимой основной гармонической поля приведенный ток контура должен быть найден как произведение тока контура на коэффициент приведения тока:

$$i'_f = m_{lf} i_f; \quad i'_{кd} = m_{lкd} i_{кd}; \quad i'_{кq} = m_{lкq} i_{кq}. \qquad (71\text{-}3)$$

Коэффициенты приведения токов для обмотки возбуждения и демпферных контуров по продольной и поперечной осям:

$$m_{lf} = \frac{\pi p_\tau w_f k_f}{m_1 w_1 k_{o1} k_d}; \quad m_{lкd} = \frac{\pi p_\tau w_э k_{кd}}{m_1 w_1 k_{o1} k_d}; \quad m_{lкq} = \frac{\pi p_\tau w_э k_{кq}}{m_1 w_1 k_{o1} k_q}, \qquad (71\text{-}4)$$

где m_1 — число фаз обмотки статора (обычно $m_1 = 3$);

k_{o1} — обмоточный коэффициент статора для основных гармонических (см. § 24-6);

k_d, k_q, k_f, $k_{кd}$, $k_{кq}$ — коэффициенты формы поля соответственно для обмотки якоря по продольной и поперечной осям, обмотки возбуждения, контуров демпферной обмотки по продольной и поперечной осям (см. рис. 54-4, 53-3 и 71-3).

Активные и индуктивные параметры роторных контуров также должны быть приведены к обмотке статора. Под приведенным активным сопротивлением роторного контура понимается такое сопротивление фаз эквивалентной трехфазной обмотки, при котором электрические потери от системы приведенных токов в фазах этой обмотки совпадают с электрическими потерями в самом роторном контуре. Соответственно под приведенной индуктивностью рассеяния роторного контура понимается такая индуктивность фаз эквивалентной трехфазной обмотки, при которой энергия магнитного поля, образованного системой приведенных токов в фазах этой обмотки, совпадает с энергией магнитного поля рассеяния самого роторного контура.

Приведенные активные сопротивления и индуктивности вычисляются путем умножения неприведенной величины на коэффициент приведения

$$R_f' = m_{Rf} R_f; \quad L_{f\sigma}' = m_{Lf} L_{f\sigma} \ldots \tag{71-5}$$

Коэффициенты приведения для активного сопротивления и индуктивности рассеяния получаются одинаковыми

$$\left.\begin{aligned} m_{Rf} &= m_{Lf} = 2m_1 \left(\frac{w_1 k_{o1} k_d}{\pi p_\tau w_f k_f}\right)^2; \\ m_{R\kappa d} &= m_{L\kappa d} = 2m_1 \left(\frac{w_1 k_{o1} k_d}{\pi p_\tau w_э k_{\kappa d}}\right)^2; \\ m_{R\kappa q} &= m_{L\kappa q} = 2m_1 \left(\frac{w_1 k_{o1} k_q}{\pi p_\tau w_э k_{\kappa q}}\right)^2. \end{aligned}\right\} \tag{71-6}$$

Приведенные напряжения роторных контуров вычисляются аналогично

$$u_f' = m_{uf} u_f; \quad u_{\kappa d}' = m_{u\kappa d} u_{\kappa d}; \quad u_{\kappa d}' = m_{u\kappa q} u_{\kappa q}, \tag{71-7}$$

где $m_{uf} = m_{Rf} m_{lf}$; $m_{u\kappa d} = m_{R\kappa d} m_{l\kappa d}$; $m_{u\kappa q} = m_{R\kappa q} m_{l\kappa q}$ — коэффициенты приведения напряжений роторных контуров.

71-4. АКТИВНЫЕ И ИНДУКТИВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЯВНОПОЛЮСНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ПРИВЕДЕННЫМИ РОТОРНЫМИ КОНТУРАМИ

Расчету параметров трехфазной обмотки якоря посвящена гл. 58. Здесь нужно дополнительно рассмотреть главные индуктивности фаз якоря и главные взаимные индуктивности между ними; взаимные индуктивности между фазами якоря и приведенными роторными контурами, а также параметры приведенных роторных контуров.

а) Главные индуктивности фаз якоря и взаимные индуктивности между ними

Главная индуктивность фазы якоря, связанная с полем взаимной индукции, зависит от расположения ротора по отношению к оси фазы. Как видно из рис. 71-6, при совпадении продольной оси ротора с осью фазы A (т. е. при $\alpha = \alpha_A = 0$ или $\alpha_A = \pi$) главная индуктивность фазы A максимальна

$$L_{AA} = L_{AA\,max} = L_{md};$$

соответственно при совпадении поперечной оси ротора с осью фазы (т. е. при $\alpha = \alpha_A = \pm\pi/2$) главная индуктивность взаимной индукции фазы A минимальна

$$L_{AA} = L_{AA\,min} = L_{mq}.$$

Такие же экстремальные значения приобретают индуктивности других фаз при совпадении продольной или поперечной оси ротора с осью этих фаз

$$L_{BBmax} = L_{CCmax} = L_{md},$$
$$L_{BBmin} = L_{CCmin} = L_{mq}.$$

Формулы для расчета главных индуктивностей фаз по продольной и поперечной осям вытекают из (54-25), (54-26) при $m_1 = 3$:

$$\left.\begin{aligned} L_{md} &= \frac{2}{3} L_{ad} = \frac{4\mu_0}{p_\tau \pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \lambda_{ad}; \\ L_{mq} &= \frac{2}{3} L_{aq} = \frac{4\mu_0}{p_\tau \pi^2} (w_1 k_{o1})^2 \lambda_{aq}, \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}8)$$

где $\lambda_{ad} = k_d \tau l_\delta / k_\delta \delta$; $\lambda_{aq} = k_q \tau l_\delta / k_\delta \delta$ — коэффициенты проводимости зазора соответственно по продольной и поперечной осям.

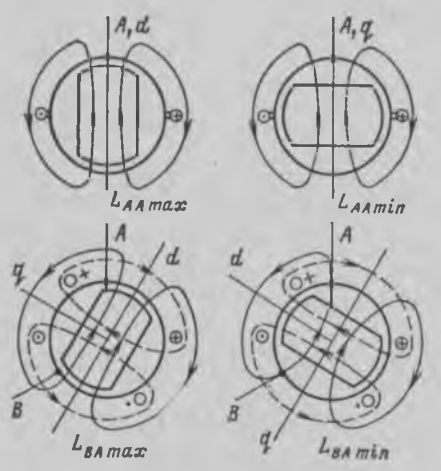


Рис. 71-6. Положения ротора, при которых наблюдаются экстремальные значения индуктивных параметров фазы A.

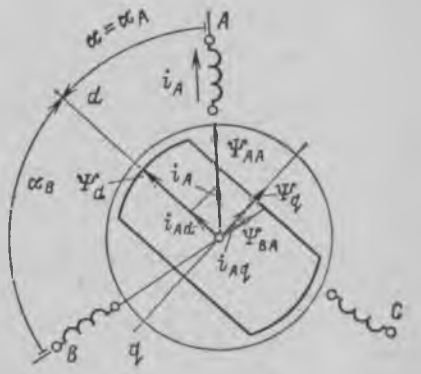


Рис. 71-7. Расчет потокосцеплений, образованных током фазы A.

Для определения главной индуктивности фазы, например фазы A, при произвольном угле $\alpha_A = \alpha$ между продольной осью ротора и осью фазы (рис. 71-7) нужно разложить ток фазы A на продольную $i_{Ad} = i_A \cos\alpha$ и поперечную $i_{Aq} = -i_A \sin\alpha$ составляющие, которые образуют соответственно только продольное или только поперечное поле. Продольное и поперечное потокосцепления от тока фазы выражаются через главные индуктивности фазы по соответствующим осям:

$$\Psi_d = i_{Ad} L_{md}, \quad \Psi_q = i_{Aq} L_{mq}.$$

Потокосцепление продольного и поперечного полей с фазой рассчитывается как сумма проекций потокосцеплений Ψ_d и Ψ_q на ось

фазы

$$\Psi_{AA} = L_{AA} i_A = \Psi_d \cos\alpha - \Psi_q \sin\alpha,$$

откуда главная индуктивность фазы A

$$L_{AA} = \frac{\Psi_{AA}}{i_A} = L_{md}\cos^2\alpha + L_{mq}\sin^2\alpha = L_{m0} + L_{m\infty}\cos 2\alpha,$$

где $L_{m0} = (L_{md} + L_{mq})/2$ — среднее значение главной индуктивности фазы;

$L_{m\infty} = (L_{md} - L_{mq})/2$ — амплитуда переменной составляющей главной индуктивности фазы.

Формулы для главных индуктивностей других фаз выводятся по аналогии, если положить $\alpha_B = \alpha - 2\pi/3$ и $\alpha_C = \alpha - 4\pi/3$:

$$\left.\begin{aligned} L_{BB} &= L_{m0} + L_{m\infty}\cos(2\alpha + 2\pi/3);\\ L_{CC} &= L_{m0} + L_{m\infty}\cos(2\alpha + 4\pi/3). \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}9)$$

Для определения главной взаимной индуктивности между фазами A и B якоря найдем предварительно потокосцепление поля фазы A с фазой B (рис. 71-7)

$$\Psi_{BA} = L_{BA} i_A = \Psi_d \cos\alpha_B - \Psi_q \sin\alpha_B.$$

Обращаясь к формулам для Ψ_d и Ψ_q (см. выше) и проведя несложные тригонометрические преобразования, найдем:

$$L_{BA} = L_{AB} = \frac{\Psi_{BA}}{i_A} = -\frac{L_{m0}}{2} + L_{m\infty}\cos\left(2\alpha + \frac{4\pi}{3}\right);$$

формулы для других главных взаимных индуктивностей выведем по аналогии:

$$\left.\begin{aligned} L_{CA} &= L_{AC} = -\frac{L_{m0}}{2} + L_{m\infty}\cos\left(2\alpha + \frac{2\pi}{3}\right);\\ L_{BC} &= L_{CB} = -\frac{L_{m0}}{2} + L_{m\infty}\cos 2\alpha. \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}10)$$

Положения ротора, при которых главная взаимная индуктивность L_{AB} имеет экстремальные значения, показаны на рис. 71-6. Максимальная по абсолютной величине взаимная индуктивность

$$L_{ABmax} = -\frac{3L_{md} - L_{mq}}{4}$$

наблюдается при $\alpha = -\pi/6$ или $5\pi/6$, минимальная взаимная индуктивность

$$L_{ABmin} = -\frac{3L_{mq} - L_{md}}{4}$$

при угле $\alpha = \pi/3$ или $-2\pi/3$.

Если $L_{mq} > \frac{1}{3} L_{md}$, знак взаимной индуктивности L_{AB} остается отрицательным при любых положениях ротора.

б) Взаимные индуктивности между фазами якоря и приведенными роторными контурами

Приведенные роторные контуры представляют собой ориентированные по осям d и q трехфазные обмотки, совпадающие по своим обмоточным данным со статорной обмоткой (см. рис. 71-5). Для определения взаимной индуктивности между фазой A статора и приведенной обмоткой возбуждения предположим, что в последней имеется система токов i'_f, $-0{,}5i'_f$, $-0{,}5i'_f$, показанная на рис. 71-5. Продольное поле этой системы токов смещено на угол $\alpha_{Ad} = \alpha$ относительно оси фазы A и образует с этой фазой потокосцепление $\Psi_{Af} = \frac{3}{2} L_{md} i'_f \cos\alpha$. Отсюда взаимная индуктивность приведенной обмотки возбуждения с фазой A статора и по аналогии взаимные индуктивности с другими фазами равны:

$$\left.\begin{aligned} L_{Af} &= \frac{\Psi_{Af}}{i'_f} = \frac{3}{2} L_{md} \cos\alpha; \\ L_{Bf} &= \frac{3}{2} L_{md} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right); \\ L_{Cf} &= \frac{3}{2} L_{md} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}11)$$

где L_{md} — см. (71-8).

Взаимные индуктивности приведенной демпферной обмотки по продольной оси с фазами статорной обмотки совпадают с соответствующими взаимными индуктивностями приведенной обмотки возбуждения:

$$L_{Af} = L_{Akd};\ L_{Bf} = L_{Bkd};\ L_{Cf} = L_{Ckd}. \qquad (71\text{-}12)$$

Взаимные индуктивности приведенной демпферной обмотки по поперечной оси с фазами статорной обмотки выражаются через индуктивность L_{mq} и косинусы углов между поперечной осью и осями фаз (см. рис. 71-5):

$$\left.\begin{aligned} L_{Akq} &= \frac{3}{2} L_{mq} \cos\alpha_{Aq} = -\frac{3}{2} L_{mq} \sin\alpha; \\ L_{Bkq} &= -\frac{3}{2} L_{mq} \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right); \\ L_{Ckq} &= -\frac{3}{2} L_{mq} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}13)$$

При выводе формул для взаимной индуктивности фазы статора с главной фазой приведенного роторного контура нужно учесть, что поле в этом случае образуется током только одной фазы статора, в то время как при расчете обратных параметров (71-11), (71-12), (71-13) поле образуется системой токов во всех трех фазах приведенного роторного контура. Поэтому взаимная индуктивность фазы статора с главной фазой приведенного роторного контура не равна

обратной взаимной индуктивности (взаимной индуктивности приведенного роторного контура с фазой статора), а составляет $^2/_3$ от нее:

$$\left.\begin{aligned} &L_{fA}=\frac{2}{3}L_{Af};\ L_{fB}=\frac{2}{3}L_{Bf}\ldots;\\ &L_{кdA}=\frac{2}{3}L_{Akd};\ L_{кdB}=\frac{2}{3}L_{Bkd}\ldots;\\ &L_{кqA}=\frac{2}{3}L_{Akq};\ L_{кqB}=\frac{2}{3}L_{Bkq}\ldots \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}14)$$

в) Параметры роторных контуров

Главные индуктивности приведенных роторных контуров определяются по полю в зазоре, образованному системой приведенных токов всех фаз приведенной обмотки. При этом под главной индуктивностью понимается отношение потокосцепления этого поля к приведенному току в главной фазе обмотки. Так, главная индуктивность приведенной обмотки возбуждения равна (индекс приведения у приведенных параметров роторных контуров здесь и в дальнейшем опускается):

$$L_{ff}=\frac{\Psi'_{ff}}{i'_f}=3L_{md}/2.$$

То же значение имеет главная индуктивность демпферной обмотки по продольной оси

$$L_{кdd}=3L_{md}/2. \qquad (71\text{-}15)$$

Соответственно главная индуктивность демпферной обмотки по поперечной оси выражается через индуктивность L_{mq}

$$L_{кqq}=3L_{mq}/2. \qquad (71\text{-}16)$$

Аналогично рассчитывается взаимная индуктивность между приведенными роторными контурами по продольной оси (обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой по продольной оси)

$$L_{кdf}=L_{fкd}=\Psi'_{fкd}/i'_f=3L_{md}/2. \qquad (71\text{-}17)$$

Приведенные активные сопротивления и индуктивности рассеяния роторных контуров определяются как произведение неприведенной величины на коэффициент приведения по (71-6), причем индекс приведения у приведенных параметров часто опускается.

Активное сопротивление приведенной обмотки возбуждения

$$R_f=\frac{24}{\rho_\tau\pi^2}\left(\frac{w_1k_{o1}k_d}{k_f}\right)^2\frac{\rho_f l_f}{S_f\omega_f}, \qquad (71\text{-}18)$$

где ρ_f — удельное электрическое сопротивление обмотки;
l_f — средняя длина полувитка обмотки,
S_f — сечение провода обмотки.

Активное сопротивление приведенной демпферной обмотки по продольной оси

$$R_{kd} = \frac{6}{p_\tau}\left(\frac{w_1 k_{o1} k_d}{k_f}\right)^2 \frac{\rho_c l_c c_{kd}}{(1 - k_{o.k})\, n_k S_c}, \qquad (71\text{-}19)$$

где ρ_c — удельное электрическое сопротивление стержней обмотки;

l_c — длина стержня;

S_c — сечение стержня;

n_k — число стержней на один полюс;

$k_{o.k} = \frac{\sin n_k \alpha_k}{n_k \sin \alpha_k}$ — коэффициент распределения демпферной обмотки;

$\alpha_k = \frac{\pi t_{Z_2}}{\tau}$ (t_{Z2} — расстояние между соседними стержнями);

$c_{kd} = 1{,}05 \div 1{,}1$ — коэффициент, учитывающий влияние короткозамыкающих элементов.

Активное сопротивление приведенной демпферной обмотки по поперечной оси

$$R_{kq} = k_{qR} R_{kd}, \qquad (71\text{-}20)$$

где $k_{qR} = 0{,}75$ — для демпферной обмотки с полными короткозамыкающими кольцами;

$k_{qR} \approx 10$ — для демпферной обмотки, в которой отсутствуют электрические соединения между короткозамыкающими сегментами соседних полюсов.

Индуктивное сопротивление рассеяния приведенной обмотки возбуждения

$$L_{f\sigma} = \frac{12}{p_\tau \pi^2}\left(\frac{w_1 k_{o1} k_d}{k_f}\right)^2 \mu_0 l_\delta \lambda_{f\sigma}, \qquad (71\text{-}21)$$

где $\lambda_{f\sigma}$ — коэффициент проводимости для потокосцепления рассеяния обмотки возбуждения (на единицу расчетной длины машины, на один полюс).

Индуктивное сопротивление рассеяния приведенной демпферной обмотки по продольной оси

$$L_{kd\sigma} = \frac{12}{p_\tau \pi^2}\left(\frac{w_1 k_{o1} k_d}{k_f}\right)^2 \mu_0 l_\delta \lambda_{kd\sigma}, \qquad (71\text{-}22)$$

где $\lambda_{kd\sigma}$ — коэффициент проводимости для потокосцепления рассеяния демпферной обмотки по продольной оси (на единицу расчетной длины, на один полюс).

Индуктивное сопротивление рассеяния приведенной демпферной обмотки по поперечной оси

$$L_{kq\sigma} = k_{qL} L_{kd\sigma}, \qquad (71\text{-}23)$$

где $k_{qL} = 0{,}75$ — для полной демпферной обмотки с короткозамыкающими кольцами;

$k_{qL} = 4$ — для демпферной обмотки, в которой отсутствуют электрические соединения между короткозамыкающими сегментами соседних полюсов.

Коэффициенты проводимости $\lambda_{f\sigma}$, $\lambda_{kd\sigma}$ зависят от формы пространства между магнитопроводами, в котором размещаются провода обмоток, и от размещения проводников в этом пространстве. Формулы для расчета этих проводимостей имеются в [13].

71-5. ЗАПИСЬ УРАВНЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЙ КОНТУРОВ ЧЕРЕЗ ФАЗНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Поступив так же, как для асинхронной машины (см. гл. 69), выделим предварительно из всех фазных величин статора (токов $i_{A\Sigma}$, $i_{B\Sigma}$, $i_{C\Sigma}$) составляющие, в которых не содержатся величины нулевой последовательности (i_0, Ψ_0, u_0), т. е. составляющие, рассчитанные по формулам:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= i_{A\Sigma} - i_0; \qquad i_B = i_{B\Sigma} - i_0; \\ \Psi_A &= \Psi_{A\Sigma} - \Psi_0; \quad \Psi_B = \Psi_{B\Sigma} - \Psi_0 \ldots, \end{aligned}\right\} \tag{71-24}$$

где

$$i_0 = (i_{A\Sigma} + i_{B\Sigma} + i_{C\Sigma})/3; \quad \Psi_0 = (\Psi_{A\Sigma} + \Psi_{B\Sigma} + \Psi_{C\Sigma})/3 \ldots$$

В проведении аналогичной операции для приведенных роторных величин нет нужды, так как система токов в приведенных трехфазных роторных контурах не содержит токов нулевой последовательности. Как видно из рис. 71-5, сумма этих токов, распространенная на все три фазы, всегда равна нулю. Например:

$$i_f'' + (-0{,}5i_f'') + (-0{,}5i_f'') = 0.$$

После выделения из фазных величин составляющих нулевой последовательности уравнения напряжений синхронной машины распадаются на две системы уравнений: систему уравнений напряжений для фазных величин, не содержащих составляющих нулевой последовательности, и уравнение напряжений для фазных величин нулевой последовательности.

Уравнения напряжений для фазных величин, не содержащих составляющих нулевой последовательности, записываются для всех фаз статора (для фаз A, B, C):

$$\left.\begin{aligned} u_A &= Ri_A + \frac{d\Psi_A}{dt}; \\ u_B &= Ri_B + \frac{d\Psi_B}{dt}; \\ u_C &= Ri_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{aligned}\right\} \tag{71-25}$$

и для главных фаз приведенных трехфазных контуров ротора, показанных на рис. 71-5

$$\left.\begin{aligned} u_f &= R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt}, \\ u_{кd} &= R_{кd} i_{кd} + \frac{d\Psi_{кd}}{dt}, \\ u_{кq} &= R_{кq} i_{кq} + \frac{d\Psi_{кq}}{dt}. \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}26)$$

Уравнение напряжений для величин нулевой последовательности записывается для одной из фаз статора

$$u_0 = R i_0 + \frac{d\Psi_0}{dt}. \qquad (71\text{-}27)$$

Заметим, что в (71-25), (71-26) и в других уравнениях, записанных через приведенные величины роторных контуров, индекс приведения опущен. Сделано это для облегчения использования уравнений при анализе переходных процессов.

Потокосцепления в (71-25), (71-27) выражаются через токи фаз статора, токи в главных фазах ротора и соответствующие индуктивности (см. выше). Например, потокосцепление фазы A статора

$$\Psi_A = L_{AA\Sigma} i_A + L_{AB\Sigma} i_B + L_{AC\Sigma} i_C + L_{Af} i_f + L_{Акd} i_{кd} + L_{Акq} i_{кq}; \qquad (71\text{-}28)$$

потокосцепление главной фазы приведенной обмотки возбуждения

$$\Psi_f = L_{fA} i_A + L_{fB} i_B + L_{fC} i_C + L_f i_f + L_{fкd} i_{кd}; \qquad (71\text{-}29)$$

потокосцепление главной фазы приведенной демпферной обмотки по продольной оси

$$\Psi_{кd} = L_{кdA} i_A + L_{кdB} i_B + L_{кdC} i_C + L_{кdf} i_f + L_{кd} i_{кd}; \qquad (71\text{-}30)$$

потокосцепление главной фазы приведенной демпферной обмотки по поперечной оси

$$\Psi_{кq} = L_{кqA} i_A + L_{кqB} i_B + L_{кqC} i_C + L_{кq} i_{кq}; \qquad (71\text{-}31)$$

потокосцепление нулевой последовательности

$$\Psi_0 = L_0 i_0, \qquad (71\text{-}32)$$

где $L_0 = L_{AA\sigma} + L_{AB\sigma} + L_{AC\sigma}$ — индуктивность фазы статора для токов нулевой последовательности (см. гл. 69).

Потокосцепления фаз B и C статора записываются аналогично. Полные индуктивности $L_{AA\Sigma}$, $L_{AB\Sigma}$, $L_{AC\Sigma}$ (71-28) для фазы A и индуктивности $L_{BB\Sigma}$, $L_{CC\Sigma}$ и другие в аналогичных уравнениях для фаз B и C складываются из соответствующих главных индуктивностей (71-9), (71-10) и индуктивностей рассеяния, смысл которых

разъясняется в гл. 69:

$$\left.\begin{aligned} L_{AA\Sigma} &= L_{AA}+L_{AA\sigma};\quad L_{BB\Sigma}=L_{BB}+L_{BB\sigma},\quad L_{CC\Sigma}=L_{CC}+L_{CC\sigma};\\ L_{AB\Sigma} &= L_{AB}+L_{AB\sigma};\quad L_{AC\Sigma}=L_{AC}+L_{AC\sigma},\quad L_{BC\Sigma}=L_{BC}+L_{BC\sigma}. \end{aligned}\right\} \quad (71\text{-}33)$$

Полные индуктивности главных фаз приведенных роторных контуров также включают в себя не только соответствующие главные индуктивности по (71-15), (71-16), но и индуктивности рассеяния по (71-21), (71-23)

$$L_f = L_{ff} + L_{f\sigma},\quad L_{\kappa d} = L_{\kappa d d} + L_{\kappa d\sigma},\quad L_{\kappa q} = L_{\kappa q q} + L_{\kappa q\sigma}. \quad (71\text{-}34)$$

71-6. УРАВНЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ КОНТУРОВ В ОСЯХ d, q

Система дифференциальных уравнений (71-25) — (71-27) исчерпывающим образом описывает переходные процессы в синхронной машине, однако ее непосредственное решение по причинам, перечисленным в гл. 69, затруднительно.

Для упрощения анализа система (71-25), (71-26), составленная для фазных величин, преобразуется по аналогии с тем, как это сделано для асинхронной машины в гл. 69. При этом вместо фазных величин (токов, напряжений, потокосцеплений) введем новые переменные в виде результирующих комплексных функций, выражаемых через соответствующие фазные величины. Результирующие комплексные функции наиболее удобно записать в комплексной плоскости d, q, ориентированной по осям магнитной симметрии ротора (действительную ось комплексной плоскости совместим с осью d, мнимую — с осью q). Наиболее просто выражаются результирующие комплексные функции для величин роторных контуров по продольной оси, главная фаза которых ориентирована по продольной оси [см. рис. 71-5 и (69-22), (69-23)]. Легко показать, что результирующие комплексные функции токов продольных контуров равны приведенным токам контуров, протекающим по их главным фазам, и направлены по продольной оси

$$\left.\begin{aligned} \tilde{I}_f &= \frac{2}{3}\left[i_f + (-0{,}5 i_f)\,\underline{a} + (-0{,}5 i_f)\,\underline{a}^2\right] = i_f;\\ \tilde{I}_{\kappa d} &= \frac{2}{3}\left[i_{\kappa d} + (-0{,}5 i_{\kappa d})\,\underline{a} + (-0{,}5 i_f)\,\underline{a}^2\right] = i_{\kappa d}. \end{aligned}\right\} \quad (71\text{-}35)$$

Учитывая, что главная фаза поперечной демпферной обмотки совпадает с мнимой осью комплексной плоскости (см. рис. 71-5), находим результирующую комплексную функцию тока поперечной демпферной обмотки

$$\tilde{I}_{\kappa q} = j2\left[i_{\kappa q} + (-0{,}5 i_{\kappa q})\,\underline{a} + (-0{,}5 i_{\kappa q})\,\underline{a}^2\right]/3 = j i_{\kappa q}. \quad (71\text{-}36)$$

Как видно из уравнения, эта результирующая комплексная функция по модулю равна приведенному току поперечной демпферной обмотки и направлена по поперечной оси.

Результирующие комплексные функции напряжений и потокосцеплений роторных контуров выражаются через приведенные величины аналогичным образом:

$$\tilde{U}_f = u_f;\ \tilde{\Psi}_f = \Psi_f;\ \tilde{U}_{кd} = u_{кd};\ \tilde{\Psi}_{кd} = \Psi_{кd};\ \tilde{U}_{кq} = ju_{кq};\ \tilde{\Psi}_{кq} = j\Psi_{кq}. \tag{71-37}$$

Результирующая комплексная функция, например, тока статора в комплексной плоскости α, β, действительная ось которой совмещена с осью фазы A, рассчитывается по (69-22)

$$\tilde{I}_{(\alpha,\beta)} = 2(i_A + i_B a + i_C a^2)/3.$$

В комплексной плоскости d, q, вращающейся вместе с ротором и повернутой на угол α относительно комплексной плоскости α, β, токи статора (69-28) представляются результирующим комплексом

$$\tilde{I} = \tilde{I}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\alpha} = \frac{2}{3}(i_A + i_B a + i_C a^2)\, e^{-j\alpha}. \tag{71-38}$$

Таким же образом вычисляются результирующие комплексы напряжения и потокосцепления статора

$$\tilde{U} = \tilde{U}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\alpha} = \frac{2}{3}(u_A + u_B a + u_C a^2)\, e^{-j\alpha};$$

$$\tilde{\Psi} = \tilde{\Psi}_{(\alpha,\beta)}\, e^{-j\alpha} = \frac{2}{3}(\Psi_A + \Psi_B a + \Psi_C a^2)\, e^{-j\alpha}. \tag{71-39}$$

Для преобразования системы уравнений статора (71-25) в уравнение, записанное через результирующие комплексные функции в осях α, β, достаточно умножить уравнение для u_A на 2/3, уравнение для u_B на $2a/3$, уравнение для u_C на $2a^2/3$ и сложить почленно правые и левые части этих уравнений. В результате получим только одно комплексное уравнение в комплексной плоскости α, β

$$\tilde{U}_{(\alpha,\beta)} = R\tilde{I}_{(\alpha,\beta)} + \frac{d}{dt}[\tilde{\Psi}_{(\alpha,\beta)}].$$

Все величины, которые входят в это уравнение, выражаются в комплексной плоскости d, q с помощью (71-38), (71-39)

$$\tilde{U}e^{j\alpha} = R\tilde{I}e^{j\alpha} + \frac{d}{dt}[\tilde{\Psi}e^{j\alpha}].$$

Учитывая при взятии производной, что угол α является функцией времени, и сокращая все члены уравнения на $e^{j\alpha}$, получаем уравнение напряжений статора в комплексной плоскости d, q

$$\tilde{U} = R\tilde{I} + \frac{d\tilde{\Psi}}{dt} + j\omega\tilde{\Psi}, \tag{71-40}$$

где $\omega = d\alpha/dt = p_\tau\Omega$ — электрическая угловая скорость ротора.

Уравнения напряжений роторных контуров в преобразовании не нуждаются и могут быть оставлены в виде системы (71-26), в кото-

рой приведенные роторные величины одновременно являются проекциями соответствующих результирующих комплексов на ось d или q [см. (71-35), (71-36), (71-37)]. Нуждается в преобразовании лишь сумма членов, связанных с токами фаз статора в уравнениях для потокосцеплений роторных контуров. Покажем, например, как проводится такое преобразование для потокосцепления обмотки возбуждения, образованного токами статора. Это потокосцепление соответствует первым трем членам в (71-29). Токи фаз статора в этих членах выражаются как проекции результирующей комплексной функции тока $\tilde{I}$ (71-38) на направления осей фаз (для фазы A— на направление $e^* = e^{-j\alpha}$ относительно комплексной плоскости d, q; для фазы B — на направление $e^* a$; для фазы C — на направление $e^* a^2$)

$$i_A = \mathrm{Re}\tilde{I}e = 0{,}5\,(\tilde{I}e + \tilde{I}^* e^*);$$
$$i_B = \mathrm{Re}\tilde{I}ea^2 = 0{,}5\,(\tilde{I}ea^2 + \tilde{I}e^* a)\ldots$$

Взаимные индуктивности L_{fA}, L_{fB}, L_{fC} с помощью (71-11), (71-14) выражаются через косинусы углов α, $\alpha + 4\pi/3$ и $\alpha + 2\pi/3$, которые в свою очередь представляются в комплексной форме

$$L_{fA} = L_{md}\cos\alpha = 0{,}5L_{md}\,(e + e^*);$$
$$L_{fB} = L_{md}\cos(\alpha + 4\pi/3) = 0{,}5L_{md}\,(ea^2 + e^* a)\ \ldots$$

После указанных подстановок и необходимых преобразований найдем:

$$i_A L_{fA} + i_B L_{fB} + i_C L_{fC} = 0{,}5\,(\tilde{I} + \tilde{I}^*)\,L_{ad},$$

где $L_{ad} = 3L_{md}/2$ — главная индуктивность якоря по продольной оси.

Заметив, что $0{,}5\,(\tilde{I} + \tilde{I}^*)$ — проекция результирующего комплекса тока на ось d, т. е. ток i_d, получим из (71-29) следующее выражение для потокосцепления приведенной обмотки возбуждения:

$$\Psi_f = i_d L_{ad} + i_f\,(L_{ad} + L_{f\sigma}) + i_{kd} L_{ad}. \qquad (71\text{-}41)$$

Аналогичным образом выражаются через составляющие тока статора потокосцепления приведенных демпферных обмоток по соответствующим осям

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{kd} &= i_d L_{ad} + i_f L_{ad} + i_{kd}\,(L_{ad} + L_{kd\sigma});\\ \Psi_{kq} &= i_q L_{aq} + i_{kq}\,(L_{aq} + L_{kq\sigma}), \end{aligned}\right\} \qquad (71\text{-}42)$$

где $L_{ad} + L_{f\sigma} = L_f$; $L_{ad} + L_{kd\sigma} = L_{kd}$; $L_{aq} + L_{kq\sigma} = L_{kq}$ — полные индуктивности приведенных обмотки возбуждения и демпферных контуров по продольной и поперечной осям.

Результирующую комплексную функцию потокосцепления статора в (71-40) можно выразить через составляющие комплексных

функций токов. Для этого достаточно в уравнении для $\tilde{\Psi}$ (71-39) представить фазные потокосцепления в функции токов и индуктивностей [(71-28) и аналогичные уравнения для Ψ_B и Ψ_C] и учесть изменение индуктивностей в функции угла α (71-9), (71-17). Если, кроме того, представить все тригонометрические функции в виде алгебраических выражений, в которые входят только комплексные числа, то все необходимые преобразования можно провести в комплексной форме и выразить результирующую комплексную функцию потокосцепления статора следующим образом:

$$\tilde{\Psi} = \Psi_d + j\Psi_q, \tag{71-43}$$

где

$$\Psi_d = L_d i_d + L_{ad} i_f + L_{ad} i_{kd}; \quad \Psi_q = L_q i_q + L_{aq} i_{kq}$$

— проекции результирующего комплекса на оси d или q;

$$i_d = (\tilde{I} + \tilde{I}^*)/2, \quad i_q = \frac{1}{2j}(\tilde{I} - \tilde{I}^*)$$

— проекции результирующего комплекса тока на оси d или q;

$$L_{ad} = 3L_{md}/2; \quad L_{aq} = 3L_{mq}/2$$

— главные индуктивности якоря по продольной и поперечной осям;

$$L_d = L_{ad} + L_\sigma; \quad L_q = L_{aq} + L_\sigma$$

— полные индуктивности якоря по продольной и поперечной осям;

$$L_\sigma = L_{AA\sigma} - L_{AB\sigma}$$

— индуктивность рассеяния фазы якоря (с учетом влияния других фаз).

После выражения комплексных функций напряжения, тока и потокосцепления в (71-40) через составляющие по осям d и q это уравнение распадается на два уравнения: уравнение для составляющей напряжения статора по продольной оси и уравнение для составляющей напряжения по поперечной оси

$$\left.\begin{aligned} u_d &= Ri_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega\Psi_q; \\ u_q &= Ri_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega\Psi_d. \end{aligned}\right\} \tag{71-44}$$

Электрические величины, входящие в (71-44), характеризуют процессы в продольном и поперечном статорных контурах, представляющих собой вращающиеся трехфазные обмотки. Главные фазы этих обмоток с токами i_d и i_q, ориентированные соответственно по направлению осей d и q, а также главные фазы приведенных роторных контуров с токами i_f, i_{kd}, i_{kq} показаны на рис. 71-8 (индекс приведения опущен).

При исследовании переходных процессов (71-44) должны рассматриваться совместно с уравнениями напряжений для роторных контуров (71-26), записанными через приведенные величины (индекс приведения штрих, как и ранее, в этих и ряде других уравнений главы опущен). Потокосцепления в (71-44) и (71-26) выражаются через составляющие токов по осям d и q с помощью (71-41) — (71-43).

Рассмотрим совместно уравнения напряжений для продольных роторных контуров (71-26) с учетом (71-41), (71-42) и уравнение для продольного потокосцепления обмотки статора (71-43). Продифференцировав последнее уравнение, получим следующую систему:

$$\frac{d}{dt}\Psi_d = \frac{d}{dt}\left[L_d i_d + L_{ad}(i_f + i_{kd})\right];$$

$$u_f = R_f i_f + \frac{d}{dt}\left[L_f i_f + L_{ad}(i_d + i_{kd})\right];$$

$$0 = R_{kd} i_{kd} + \frac{d}{dt}\left[L_{kd} i_{kd} + L_{ad}(i_d + i_f)\right],$$

которой соответствует электрическая эквивалентная схема замещения по продольной оси, показанная на рис. 71-9, *а*.

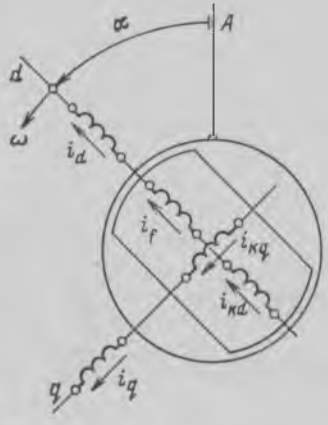


Рис. 71-8. Главные фазы статорных и приведенных роторных контуров, ориентированных по осям d и q.

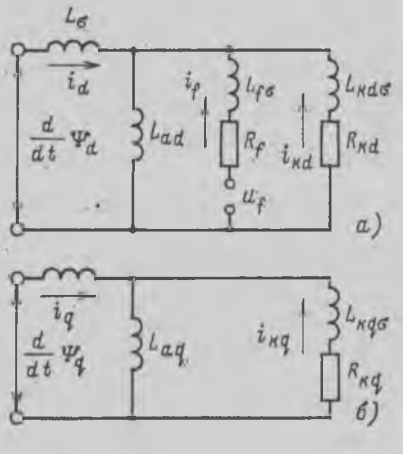


Рис. 71-9. Эквивалентные схемы замещения синхронной машины по продольной (*а*) и поперечной (*б*) осям.

Поступая таким же образом с уравнением напряжения для поперечного роторного контура и с уравнением для поперечного потокосцепления обмотки статора, получим электрическую схему замещения по поперечной оси, показанную на рис. 71-9, *б*. Эти схемы отражают магнитные трансформаторные связи между эквивалентными контурами статора и ротора, оси которых имеют соответственно продольное или поперечное направление. Применение эквивалентных схем замещения по продольной и поперечной осям облегчает анализ переходных процессов в синхронных машинах.

Преобразование дифференциальных уравнений синхронной машины к осям d, q, 0 впервые получил в США Р. Парк в 20-х годах. Несколько позднее методы анализа переходных процессов с помощью того же преобразования были развиты в СССР А. Горевым. В связи с этим преобразованную к осям d, q, 0 систему уравнений синхронной машины (71-26), (71-27), (71-41) — (71-44) называют уравнениями Парка—Горева.

Независимость коэффициентов при токах в (71-41) — (71-43) от углового положения ротора открывает возможность аналитического исследования переходных процессов с помощью преобразованной системы уравнений, а также заметно облегчает программирование или составление аналоговых схем при решении этих уравнений на цифровых ЭВМ или АВМ. При аналитическом исследовании система преобразованных к осям d, q, 0 уравнений часто записывается и решается в операторной форме. В этом случае символ производной d/dt заменяется оператором p.

71-7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И УРАВНЕНИЕ ДВИЖЕНИЯ РОТОРА

Электромагнитный момент в синхронной машине может быть рассчитан или как момент, действующий на ротор, или как момент, действующий на статор. При расчете момента, действующего на статор, можно воспользоваться формулами, полученными применительно к асинхронной машине [см. (69-45)].

В обозначениях, принятых для синхронной машины, уравнение для электромагнитного момента имеет вид:

$$M = \frac{3p_\tau}{2} \operatorname{Im} \tilde{\Psi}^* \tilde{I} = \frac{3p_\tau (\tilde{\Psi}^* \tilde{I} - \tilde{\Psi} \tilde{I}^*)}{4j} = \frac{3p_\tau}{2} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \qquad (71\text{-}45)$$

где $\tilde{\Psi} = \Psi_d + i\Psi_q$ — результирующий комплекс потокосцепления статора;

$\tilde{I} = i_d + ji_q$ — результирующая комплексная функция тока статора.

Заметим, что электромагнитный момент, действующий на ротор, считается положительным, если он направлен в сторону вращения.

Уравнение движения ротора синхронной машины ничем не отличается от соответствующего уравнения для асинхронной машины (69-11).

71-8. УРАВНЕНИЯ ТРЕХФАЗНОЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ В УСТАНОВИВШЕМСЯ СИММЕТРИЧНОМ СИНХРОННОМ РЕЖИМЕ

В установившемся симметричном синхронном режиме угловая скорость ротора $\omega = p_\tau \Omega$ постоянна и не отличается от угловой частоты электрических величин статора: токов, напряжений и потокосцеплений статора ω_1, т. е. $\omega = \omega_1$. Кроме того, все электрические величины статора содержат только составляющие прямой последовательности.

Результирующие комплексные функции статорных величин, представленные в неподвижных осях α, β [так же, как в асинхронной машине, анализ установившегося режима которой см. в § 69-10], совпадают с комплексными функциями соответствующих величин для фазы A статора

$$\tilde{I}_{\alpha\beta} = \tilde{I}_A = \dot{I}_A e^{j\omega_1 t}, \text{ где } \dot{I}_A = \dot{I}_m = I_m e^{j\beta_1};$$
$$\tilde{\Psi}_{\alpha\beta} = \tilde{\Psi}_A = \dot{\Psi}_A e^{j\omega_1 t}, \text{ где } \dot{\Psi}_A = \dot{\Psi}_m = \Psi_m e^{j\eta_1};$$
$$\tilde{U}_{\alpha\beta} = \tilde{U}_A = \dot{U}_A e^{j\omega_1 t}, \text{ где } \dot{U}_A = \dot{U}_m = U_m e^{j\varphi_1}.$$

В осях d, q результирующие комплексные функции статорных величин представляются комплексами, постоянными во времени:

$$\tilde{I}_{dq} = \tilde{I}_{\alpha\beta} e^{-j\alpha} = \dot{I}_m; \quad \tilde{\Psi}_{dq} = \tilde{\Psi}_{\alpha\beta} e^{-j\alpha} = \dot{\Psi}_m; \quad \tilde{U}_{dq} = \tilde{U}_{\alpha\beta} e^{-j\alpha} = \dot{U}_m,$$

в чем легко убедиться, заметив, что $\alpha = \omega t = \omega_1 t$.

Обращаясь к уравнению напряжений для статора (71-40), записанному в осях d, q через результирующие комплексные функции, видим, что в нем исчезает трансформаторная ЭДС $d\tilde{\Psi}/dt$ (поскольку $\tilde{\Psi}$ не изменяется во времени). Поэтому в установившемся синхронном режиме в правой части уравнения остается только ЭДС вращения ($-j\omega_1\tilde{\Psi}$) и оно записывается через комплексные амплитуды:

$$\dot{U}_{с,т} = R\dot{I}_m + j\omega_1\dot{\Psi}_m, \tag{71-46}$$

где индекс «с» означает, что это напряжение понимается как внешняя ЭДС сети, введенная в обмотку статора (якоря).

В силу синхронности движения ротора, которое приводит формально к постоянству составляющих токов статора ($i_d = \text{const}$, $i_q = \text{const}$), эти токи образуют постоянные потокосцепления с роторными контурами и, следовательно, не индуктируют ЭДС в этих контурах. Поэтому, как вытекает из анализа (71-26), при короткозамкнутых контурах демпферной обмотки по продольной и поперечной осям (т. е. $u_{кd} = u_{кq} = 0$) токи в контурах демпферной обмотки отсутствуют ($i_{кd} = i_{кq} = 0$), а постоянный ток в обмотке возбуждения i_f определяется источником постоянного напряжения $u_f = \text{const}$, питающим обмотку возбуждения:

$$i'_f = \frac{u'_f}{R'_f} = m_{if}\frac{u_f}{R_f} = m_{if} i_f. \tag{71-47}$$

Выразив потокосцепление Ψ_m в (71-46) через токи статора и обмотки возбуждения с помощью (71-43)

$$\dot{\Psi}_m = \Psi_{dm} + j\Psi_{qm} = L_d i_d + L_{ad} i_f + jL_q i_q = L_d\dot{I}_{dm} + L_q\dot{I}_{qm} + L_{ad}\dot{I}_{fm}$$

и разделив (71-46) на $\sqrt{2}$, получим уравнение

$$\dot{E}_f = \dot{U} + R\dot{I} + jX_q\dot{I}_q + jX_d\dot{I}_d \ldots, \tag{71-48}$$

совпадающее с выведенным ранее для установившегося режима (55-14).

Сравнивая эти уравнения, нужно вспомнить, что

$$\dot{E}_f = -jX_{ad}\dot{I}_f;\ \dot{I} = i_d + ji_q = \dot{I}_d + \dot{I}_q;\ \dot{I}_f = i_f;\ X_{ad} = \omega L_{ad};$$
$$X_d = \omega L_d;\ X_q = \omega L_q;\ \dot{U} = -\dot{U}_c.$$

ГЛАВА СЕМЬДЕСЯТ ВТОРАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИНХРОННЫХ МАШИНАХ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ВОЗБУЖДЕНИЯ И ПРИ ГАШЕНИИ ПОЛЯ

72-1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Эксплуатационные и аварийные переходные процессы в синхронных машинах весьма разнообразны. Некоторые из электромеханических переходных процессов в синхронных машинах, связанных с существенными изменениями частот вращения (втягивание в синхронизм при синхронизации и ресинхронизации, асинхронный пуск, колебания при сбросе или набросе нагрузки и др.), рассматривались при ряде упрощающих допущений в части 5.

В этой главе, имея в виду трудности, возникающие при углубленном аналитическом исследовании электромеханических переходных процессов, ограничимся анализом на основе математического описания гл. 71 лишь электромагнитных переходных процессов в синхронных машинах, протекающих при постоянной частоте вращения. При этом рассмотрим только наиболее важные электромагнитные процессы, начиная с самых простых и постепенно переходя к более сложным. Займемся анализом переходных процессов при изменении возбуждения и при гашении поля.

Наиболее просто эти процессы протекают в синхронной машине без успокоительной обмотки на роторе, несколько сложнее — в машине с успокоительной обмоткой. Ход процесса существенным образом зависит от того, в каком состоянии находится обмотка статора: замкнута ли она накоротко или разомкнута. Рассмотрим перечисленные варианты переходного процесса в порядке их усложнения.

72-2. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МАШИНЕ БЕЗ ДЕМПФЕРНОЙ ОБМОТКИ (ПРИ РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКЕ СТАТОРА)

В этом случае переходный процесс связан только с изменениями в цепи, питающей обмотку возбуждения, и описывается уравнением для этой обмотки

$$R_f i_f + \frac{d}{dt}(\Psi_f) = u_f,$$

где $\Psi_f = L_f i_f$.

Считая магнитную проницаемость стальных участков магнитной цепи бесконечно большой и индуктивности обмотки возбуждения L_f и всех других обмоток постоянными, получаем линейное дифференциальное уравнение первого порядка с постоянными коэффициентами:

$$R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} = u_f.$$

Вводя дифференциальный оператор $p = d/dt$, перепишем уравнение в операторной форме

$$R_f i_f + L_f p i_f = u_f. \qquad (72\text{-}1)$$

Решение этого уравнения, как известно, представляется в виде суммы двух составляющих:

а) «установившейся» составляющей, определяемой правой частью уравнения и представляющей собой ток при $t = \infty$, когда переходный процесс закончился и $pi_f = 0$. Если переходный процесс вызван скачкообразным изменением напряжения при $t = 0$, то $u_f = 0$ при $t < 0$ и $u_f = \text{const}$ при $t \geqslant 0$ и установившаяся составляющая тока равна:

$$i_{fy} = u_f / R_f.$$

б) свободной составляющей, определяемой решением однородного дифференциального уравнения $R_f i_{fc} + L_f p i_{fc} = 0$. Решение этого уравнения имеет вид: $i_{fc} = Ce^{\beta t}$, где $\beta = -R_f/L_f = -1/T_f$ — корень характеристического уравнения $R_f + L_f\beta = 0$; C — постоянная интегрирования; $T_f = L_f/R_f$ — постоянная времени обмотки возбуждения.

Ток в обмотке возбуждения складывается из этих двух составляющих

$$i_f = i_{fy} + i_{fc} = i_{fy} + Ce^{-t/T_f}.$$

Рассмотрим переходный процесс при внезапном изменении напряжения возбуждения u_f. Предположим, что до начала процесса начальный ток в обмотке возбуждения равнялся $i_{fн}$. Тогда при $t = 0$ из последнего уравнения найдем постоянную $C = i_{fн} - i_{fy}$ и, подставив ее в уравнение, получим решение в виде

$$i_f = i_{fy} + (i_{fн} - i_{fy})\, e^{-t/T_f}. \qquad (72\text{-}2)$$

Это решение одинаково пригодно как в случае увеличения возбуждения, когда $i_{fy} > i_{fн}$ (рис. 72-1, *а*), так и в случае уменьшения возбуждения, когда $i_{fy} < i_{fн}$ (рис. 72-1, *б*). Постоянная времени обмотки возбуждения сравнительно велика, $T_f = 1 \div 12$ с (особенно в крупных синхронных машинах), поэтому при необходимости получить быстрое увеличение тока возбуждения прибегают к форсированию напряжения возбудителя. При этом увеличивают напряжение возбудителя до предельной величины $u_{fm} = k_п u_{fн}$, в $k_п$ раз превы-

шающей напряжение в номинальном режиме $u_{fн}$. Ход кривой нарастания тока при форсировании возбуждения показан на рис. 72-1, *а* пунктиром.

Системы возбуждения обеспечивают кратность предельного напряжения возбуждения не менее 1,4 в машинах общего применения; 2,0 — в гидрогенераторах, турбогенераторах и компенсаторах.

Уравнение (72-2) можно применить и к анализу переходного процесса при гашении поля, когда требуется быстро снять напряжение с обмоток машины. Для гашения поля обмотку возбуждения замыкают на дополнительный гасительный резистор $R_г$ и вслед за этим отключают от возбудителя. В этом случае $i_{fy} = 0$ и

$$i_f = i_{fн} e^{-t/T_{fг}}. \qquad (72\text{-}3)$$

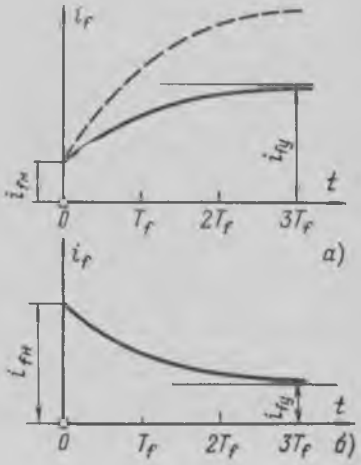


Рис. 72-1. Переходные процессы при изменении напряжения на обмотке возбуждения.

Однако при расчете постоянной времени $T_{fг}$ и напряжения на обмотке возбуждения нужно учитывать не только сопротивление самой обмотки R_f, но и сопротивление гасительного резистора, $R_г$, включенного в цепь обмотки. Постоянная времени цепи при гашении поля $T_{fг} = L_f/R_{fг}$ в $R_{fг}/R_{f0}$ раз меньше, чем постоянная времени самой обмотки возбуждения T_f (здесь $R_{fг} = R_{f0} + R_г$) *. Напряжение на гасительном резисторе $u_{fг} = i_f R_г$ совпадает с переходным напряжением на обмотке возбуждения $R_{f0} i_f + L_f p i_f$. Это следует из (72-1), если учесть, что при гашении поля $u_f = 0$, $R_f = R_{f0} + R_f$, тогда

$$R_{f0} i_f + p L_f i_f = - R_г i_f = u_{fг}.$$

Поскольку начальный ток в обмотке возбуждения $i_{fн}$ определялся начальным напряжением $u_{fн}$, $i_{fн} = u_{fн}/R_{f0}$, переходное напряжение на обмотке возбуждения равно:

$$u_{fг} = u_f R_г = \frac{R_г}{R_{f0}} u_{fн} e^{-t/T_{fг}}.$$

Сразу после замыкания обмотки на гасительный резистор, т. е. при $t = 0$, напряжение на обмотке возбуждения в $R_г/R_{f0}$ раз превышает начальное напряжение. Выбирая сопротивление гаситель-

---

* Заметим, что дополнительные сопротивления в цепи обмотки возбуждения в виде сопротивления соединительных проводов, скользящих контактов, якоря возбудителя и элементов системы возбуждения нужно всегда учитывать.

ного резистора, нужно стремиться удовлетворить два противоречивых требования: возможно более быстро (во избежание развития аварии) погасить поле так, чтобы возникающее повышение напряжения не привело к повреждению изоляции. При $R_г \approx 5R_{f0}$ оба требования достаточно хорошо удовлетворяются (постоянная времени уменьшается в $5 + 1 = 6$ раз; напряжение увеличивается не более чем в 5 раз).

72-3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МАШИНЕ С ДЕМПФЕРНОЙ ОБМОТКОЙ ПРИ РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКЕ СТАТОРА

Появление демпферной обмотки приводит к необходимости совместного рассмотрения двух дифференциальных уравнений: для обмотки возбуждения и для эквивалентного контура демпферной обмотки (71-26). Запишем эти уравнения в операторной форме

$$\left.\begin{aligned} R_f i_f + p(L_f i_f + L_{ad} i_{кd}) &= u_f; \\ R_{кd} i_{кd} + p(L_{кd} i_{кd} + L_{ad} i_f) &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (72\text{-}4)$$

Предположим, как и в предыдущем случае, что напряжение возбуждения при $t = 0$ изменяется скачкообразно и в дальнейшем остается постоянным. При этом ток возбуждения изменяется от начального $i_{fн} = u_{fн}/R_f$ (при $t = 0$) до установившегося значения $i_{fу} = u_f/R_f$ (при $t = \infty$) и складывается из установившейся и свободной составляющих

$$i_f = i_{fу} + i_{fc}.$$

В демпферной обмотке появляется только свободный ток, так как после завершения переходного процесса ток в ней полностью затухает ($i_{кdу} = 0$)

$$i_{кd} = i_{кdc}.$$

Свободные токи в обмотках определяются путем решения системы однородных линейных уравнений, полученных из (72-4) при $u_f = 0$:

$$\left.\begin{aligned} R_f i_{fc} + pL_f i_{fc} + pL_{ad} i_{кdc} &= 0; \\ R_{кd} i_{кdc} + pL_{кd} + i_{кdc} + pL_{ad} i_{fc} &= 0. \end{aligned}\right\} \qquad (72\text{-}5)$$

Из теории дифференциальных уравнений известно, что решение такой системы имеет вид:

$$\left.\begin{aligned} i_{fc} &= i_{f1} e^{-t/T_1} + i_{f2} e^{-t/T_2}; \\ i_{кdc} &= i_{кd1} e^{-t/T_1} + i_{кd2} e^{-t/T_2}, \end{aligned}\right\} \qquad (72\text{-}6)$$

где i_{f1}, i_{f2}, $i_{кd1}$, $i_{кd2}$ — произвольные постоянные токи, определяемые из начальных условий и системы (72-4);

T_1, T_2 — постоянные времени, которые должны быть найдены из характеристического уравнения.

Для получения характеристического уравнения продифференцируем оба уравнения (72-5) и исключим из четырех уравнений ток в демпферной обмотке и его первую и вторую производные, т. е. $i_{кдc}$, $pi_{кдc}$ и $p^2 i_{кдc}$. В результате получим следующее уравнение для тока возбуждения:

$$\sigma T_f T_{кд} p^2 i_{fc} + (T_f + T_{кд}) p i_{fc} + i_{fc} = 0, \qquad (72\text{-}7)$$

где $T_f = L_f/R_f$ — постоянная времени обмотки возбуждения при разомкнутых других обмотках;

$T_{кд} = L_{кд}/R_{кд}$ — постоянная времени демпферной обмотки по продольной оси при разомкнутых других обмотках;

$\sigma = 1 - L_{ad}^2/L_f L_{кд}$ — коэффициент рассеяния обмоток возбуждения и демпферной.

Характеристическое уравнение, соответствующее (72-7), имеет вид:

$$\sigma T_f T_{кд} \beta^2 + (T_f + T_{кд}) \beta + 1 = 0.$$

Корнями этого уравнения являются коэффициенты затухания β_1 и β_2, через которые выражаются постоянные времени в (72-6):

$$T_1 = -1/\beta_1; \quad T_2 = -\frac{1}{\beta_2}.$$

Вводя подстановку $\beta = -1/T$, получаем квадратное уравнение

$$T^2 - (T_f + T_{кд}) T + \sigma T_{кд} T_f = 0, \qquad (72\text{-}8)$$

корни которого — искомые постоянные времени

$$\left.\begin{aligned} T_1 = -\frac{1}{\beta_1} &= \frac{T_f + T_{кд}}{2} + \sqrt{\left(\frac{T_f + T_{кд}}{2}\right)^2 - \sigma T_f T_{кд}}; \\ T_2 = -\frac{1}{\beta_2} &= \frac{T_f + T_{кд}}{2} - \sqrt{\left(\frac{T_f + T_{кд}}{2}\right)^2 - \sigma T_f T_{кд}}. \end{aligned}\right\} \qquad (72\text{-}9)$$

Обычно постоянные времени T_f во много раз больше, чем $T_{кд}$, поскольку $R_{кд} \gg R_f$. При таком соотношении между постоянными времени корни (72-8) почти не изменяются, если коэффициент при T увеличить на $\sigma T_{кд}$, а свободный член — на $\sigma T_{кд}^2$. Но тогда

$$T^2 - [(T_f + T_{кд}) + \sigma T_{кд}] T + (T_f + T_{кд}) \sigma T_{кд} = 0,$$

или

$$[T - (T_f + T_{кд})] (T - \sigma T_{кд}) = 0.$$

Решив преобразованное таким образом уравнение, получим следующие приближенные выражения для постоянных времени:

$$T_1 \approx T_f + T_{кд}; \quad T_2 \approx \sigma T_{кд}. \qquad (72\text{-}10)$$

Поскольку $\sigma = 1 - L_{ad}^2/L_f L_{кд} < 1$, постоянная времени $T_1 = T_f + T_{кд} > T_2$ и каждый из свободных токов в (72-6) представ-

ляет собой сумму двух составляющих: «медленной» с индексом 1, затухающей с постоянной времени T_1, и «быстрой» с индексом 2, затухающей с постоянной времени T_2.

Ход медленного процесса определяется главным образом током и полем обмотки возбуждения. Поэтому постоянная времени медленного процесса мало отличается от постоянной времени обмотки возбуждения $T_1 \approx T_f + T_{кd} \approx T_f = L_f/R_f$. Электрическая схема замещения, обладающая постоянной времени T_f, приведена на рис. 72-2. Легко видеть, что эта схема может быть получена из общей схемы замещения (см. рис. 71-9), если разомкнуть обмотку статора и демпферную обмотку. На рис. 72-2 изображена также картина магнитного поля, образованного током в обмотке возбуждения при разомкнутых других обмотках.

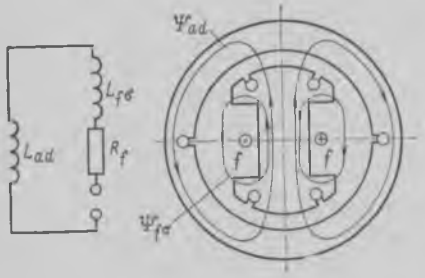


Рис. 72-2. Схема замещения и картина поля для определения индуктивности обмотки возбуждения L_f.

Постоянная времени быстрого процесса

$$T_2 \approx \sigma T_{кd} = \frac{\sigma L_{кd}}{R_{кd}}$$

выражается через индуктивность

$$\sigma L_{кd} = L_{кd\sigma} + \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_{f\sigma}}\right)^{-1},$$

которой обладает продольная демпферная обмотка при короткозамкнутой обмотке возбуждения, если ее активное сопротивление считать равным нулю: $R_f = 0$ («сверхпроводящая» обмотка). Постоянная времени T_2 существенно отличается от постоянной времени $T_{кd}$. Электрическая схема с постоянной времени $T_{кd}$ изображена на рис. 72-3, там же показана картина магнитного поля, образованного током демпферной обмотки при разомкнутых других обмотках. Электрическая схема с постоянной времени T_2 и индуктивностью $\sigma L_{кd}$ изображена на рис. 72-4, там же показана картина поля, образованная быстрыми составляющими токов при замкнутой накоротко сверхпроводящей обмотке возбуждения. Легко проверить, что схемы рис. 72-3 и 72-4 могут быть получены из общей схемы замещения по рис. 71-9 при выполнении соответствующих условий.

В возможности при анализе быстрых процессов считать обмотку возбуждения сверхпроводящей не трудно убедиться. Подставляя в уравнение (72-5) для обмотки возбуждения быстрые составляющие токов из (72-6)

$$R_f i_{f2} e^{-t/T_2} - \frac{L_f}{T_2} i_{f2} e^{-t/T_2} - \frac{L_{ad}}{T_2} i_{кd2} e^{-t/T_2} = 0,$$

видим, что при $R_f \ll R_{кd}$ всегда можно пренебречь первым членом уравнения, имеющим смысл омического падения напряжения, по

сравнению со вторым членом, имеющим смысл ЭДС самоиндукции:

$$R_f \ll \frac{L_f}{T_2} = \frac{R_{кd} L_f}{\sigma L_{кd}},$$

где

$$L_f \approx L_{кd}, \quad \sigma < 1.$$

А это означает, что, анализируя быстрый процесс, можно, не делая заметной ошибки, считать обмотку возбуждения сверхпроводящей ($R_f = 0$).

Индуктивность демпферной обмотки для быстрой составляющей тока $i_{кd2}$ с учетом влияния тока i_{f2}, индуктированного в сверхпроводящей обмотке возбуждения, определяется по результирующему потокосцеплению демпферной обмотки как

$$L = \frac{\Psi_{кd}}{i_{кd2}} = \frac{L_{кd} i_{кd2} + L_{ad} i_{f2}}{i_{кd2}}. \qquad (72\text{-}11)$$

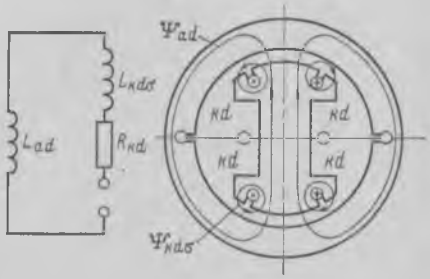


Рис. 72-3. Схема замещения и картина поля для определения индуктивности демпферной обмотки по продольной оси $L_{кd}$.

Ток i_{f2} в этом уравнении рассчитывается с помощью дифференциального уравнения для обмотки возбуждения (72-5), в котором $R_f = 0, \frac{d}{dt}\Psi_f = 0$, где $\Psi_f = L_f i_{f2} + L_{ad} i_{кd2}$ — потокосцепление обмотки возбуждения от быстрых составляющих токов. Интегрируя это уравнение, приходим к заключению, что *потокосцепление сверхпроводящей короткозамкнутой обмотки возбуждения и вообще сверхпроводящего короткозамкнутого контура во время переходного процесса остается постоянным и не отличается от начального потокосцепления*

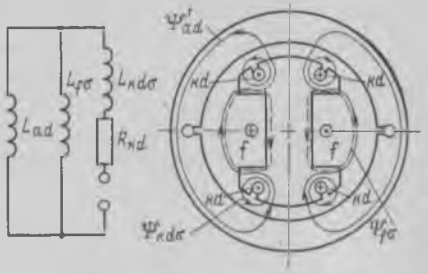


Рис. 72-4. Схема замещения и картина поля для определения индуктивности демпферной обмотки по продольной оси при короткозамкнутой обмотке возбуждения $\sigma L_{кd}$.

$$\Psi_f = \Psi_{f0} = \text{const} \quad \text{или} \quad \Psi = \Psi_0 = \text{const}. \qquad (72\text{-}12)$$

Этот вывод широко используется при исследовании переходных процессов и существенно облегчает анализ. В рассматриваемом случае потокосцепление сверхпроводящей обмотки возбуждения от быстрых составляющих токов должно быть равно нулю, поскольку до начала процесса эти токи отсутствовали:

$$\Psi_f = L_f i_{f2} + L_{ad} i_{кd2} = \Psi_{f0} = 0.$$

Поэтому быстрые составляющие токов должны находиться в соотношении

$$i_{f2} = -\frac{L_{ad}}{L_f} i_{kd2}. \qquad (72\text{-}13)$$

Подставляя в (72-11) уравнение (72-13), получаем для индуктивности демпферной обмотки при короткозамкнутой обмотке возбуждения выражение, совпадающее с ранее полученным

$$L = \frac{\Psi_{kd}}{i_{kd2}} = L_{kd\sigma} + \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_{f\sigma}}\right)^{-1} = \sigma L_{kd}. \qquad (72\text{-}14)$$

Индуктивность по (72-14) соответствует картине поля рис. 72-4. В этом легко убедиться, вспомнив, что индуктивности пропорциональны магнитным проводимостям немагнитных промежутков, через которые замыкаются определяющие их магнитные поля. Как вытекает из (71-21), (71-22), (71-43),

$$L_{ad} = w_1^2 \Lambda_{ad}; \quad L_{f\sigma} = w_1^2 \Lambda_{f\sigma}; \quad L_{kd\sigma} = w_1^2 \Lambda_{kd\sigma},$$

где Λ_{ad} — проводимость зазора для продольного потокосцепления по рис. 72-2 или 72-3;

$\Lambda_{f\sigma}$ — проводимость промежутков между полюсами для потокосцепления рассеяния обмотки возбуждения $\Psi_{f\sigma}$ по рис. 72-2;

$\Lambda_{kd\sigma}$ — проводимость немагнитных промежутков для потокосцепления рассеяния продольной демпферной обмотки $\Psi_{kd\sigma}$ по рис. 72-3.

Таким же образом индуктивность L можно записать через соответствующую проводимость: $L = w_1^2 \Lambda$. Выразив индуктивности в (72-14) через проводимости, найдем:

$$\Lambda = \Lambda_{kd\sigma} + \Lambda'_{ad},$$

где

$$\frac{1}{\Lambda'_{ad}} = \frac{1}{\Lambda_{f\sigma}} + \frac{1}{\Lambda_{kd\sigma}}.$$

А это означает, что проводимость Λ для полного потокосцепления складывается из параллельно включенных проводимостей $\Lambda_{kd\sigma}$ и Λ'_{ad}, через которые замыкаются потокосцепления $\Psi_{kd\sigma}$ и Ψ'_{ad} (см. рис. 72-4), а Λ'_{ad} представляет собой проводимость двух последовательно включенных немагнитных промежутков: зазора с проводимостью Λ_{ad} и промежутков между полюсами с проводимостью $\Lambda_{f\sigma}$. Именно через эти последовательно включенные проводимости замыкается поле, образующее потокосцепление Ψ'_{ad} (рис. 72-4). Проникновению поля Ψ'_{ad} внутрь контура возбуждения препятствует ток i_{f2} (см. 72-13), индуктированный в обмотке возбуждения (потокосцепление контура возбуждения должно остаться равным нулю и, следовательно, линии поля, сцепленные с контуром, должны отсутствовать!). Поэтому полю Ψ'_{ad} приходится замыкаться через

проводимость $\Lambda_{f\sigma}$, т. е. по тому же пути, по которому замыкается потокосцепление рассеяния возбуждения $\Psi_{f\sigma}$ (на рис. 72-4 показана пунктиром линия поля, соответствующая полю рассеяния обмотки возбуждения).

Найдем теперь наибольшие (начальные) значения быстрых (i_{f2}, $i_{кd2}$) и медленных (i_{f1}, $i_{кd1}$) составляющих свободных токов в (72-6). Одно из уравнений, необходимых для определения этих токов, а именно (72-13), получено выше. Считая заданным начальный $i_{fн}$ и установившийся i_{fy} токи в обмотке возбуждения, выразим начальный ток с помощью (72-6)

$$i_{fн} = i_{f\,(t-0)} = i_{fy} + i_{fc\,(t-0)} = i_{fy} + i_{f1} + i_{f2}. \qquad (72\text{-}15)$$

Имея в виду, что начальный ток в демпферной обмотке при $t = 0$ отсутствует, с помощью (72-6) получим:

$$i_{кd\,(t-0)} = i_{кd1} + i_{кd2} = 0. \qquad (72\text{-}16)$$

Четвертое уравнение для определения произвольных токов получаем, применяя уравнение контура демпферной обмотки (72-5) для интервала времени, когда быстрые составляющие токов успели затухнуть, т. е. $e^{-t/T_2} = 0$. Подставляя (72-6) в (72-5) и сокращая на общий множитель e^{-t/T_1}, находим:

$$R_{кd} i_{кd1} - \frac{1}{T_1}(L_{кd} i_{кd1} + L_{ad} i_{f1}) = 0. \qquad (72\text{-}17)$$

Решая уравнения (72-13), (72-17) совместно, получаем:

$$i_{f1} = (i_{fн} - i_{fy})\frac{T_1 - T_{кd}}{T_1 - T_2};\quad i_{f2} = (i_{fн} - i_{fy})\frac{T_{кd} - T_2}{T_1 - T_2};$$

$$i_{кd1} = -\,i_{кd2} = (i_{fн} - i_{fy})\frac{L_{ad} T_{кd}}{L_{кd}(T_1 - T_2)}. \qquad (72\text{-}18)$$

Кривые изменения токов i_f и $i_{кd}$ в переходном процессе, построенные с помощью (72-6), (72-18) для случая гашения поля ($i_{fy} = 0$), показаны на рис. 72-5 (сплошные линии). Кривые построены при $T_f = 0{,}8\,T_1$; $T_{кd} = 0{,}2T_1$; $L_{кd}/L_{ad} = 1{,}1$; $L_f/L_{ad} = 1{,}14$; $\sigma = 0{,}2$; $T_2 = 0{,}04T_1$. На том же рисунке приведена кривая тока i_f (пунктирная линия) в случае гашения поля при разомкнутой демпферной обмотке, когда $i_{кd} = 0$, и затухание происходит с постоянной времени $T_f = T_1 - T_{кd}$. Видно, что в начале процесса (при $t < T_f$) быстрее затухает ток возбуждения в случае короткозамкнутой демпферной обмотки, однако при $t = T_f$ сплошная и пунктирная линии пересекаются, и в дальнейшем (при $t > T_f$) быстрее затухает ток возбуждения в случае разомкнутой демпферной обмотки (так как $T_f < T_1 = T_f + T_{кd}$). Таким образом, в конечном счете присутствие демпферной обмотки затягивает переходный процесс. Представляет интерес выяснить, как влияет демпферная обмотка на затухание напряжения обмотки статора при гашении поля. Напряжение обмотки статора $U = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}$, где u_d и u_q рассчитываются по (71-44). При разомкнутой обмотке статора $i_d = i_q = i_{кq} = 0$, соответственно

$\Psi_q = i_q L_q + i_{kq} L_{aq} = 0$ и отличается от нуля только продольное потокосцепление

$$\Psi_d = L_{ad}(i_f + i_{kd}) = \Psi_{d1} e^{-t/T_1} + \Psi_{d2} e^{-t/T_2}, \qquad (72\text{-}19)$$

где

$$\Psi_{d1} = i_{fн} L_{ad} \frac{T_1 - \sigma_1 T_{kd}}{T_1 - T_2};$$

$$\Psi_{d2} = i_{fн} L_{ad} \frac{\sigma_1 T_{kd} - T_2}{T_1 - T_2}; \quad \sigma_1 = 1 - \frac{L_{ad}}{L_{kd}}.$$

Поскольку

$$u_q = \omega \Psi_d = \omega \Psi_{d1} e^{-t/T_1} + \omega T_{d2} e^{-t/T_2};$$

$$u_d = \frac{d\Psi_d}{dt} = -\frac{\Psi_{d1}}{T_1} e^{-t/T_1} - \frac{\Psi_{d2}}{T_2} e^{-t/T_2},$$

нетрудно убедиться в том, что при промышленной частоте $f = 50$ Гц, когда $\omega = 2\pi f = 314$ рад/с, и при встречающихся в синхронных машинах постоянных времени $T_1 \approx 1 \div 12$ с, $T_2 \approx (0{,}02 \div 0{,}06)\ T_1$ напряжение u_q, совпадающее с ЭДС вращения, во много

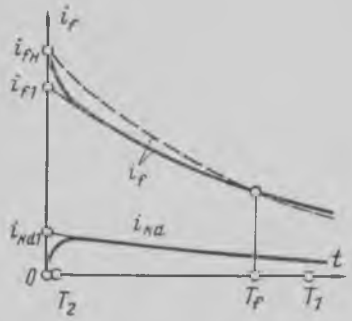


Рис. 72-5. Изменение тока возбуждения i_f и тока демпферной обмотки i_{kd} в процессе гашения поля.

———— — при замкнутой демпферной обмотке; — — — — при разомкнутой демпферной обмотке.

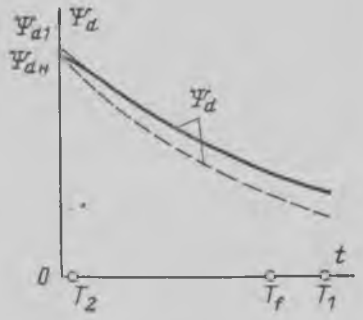


Рис. 72-6. Изменение потокосцепления обмотки статора Ψ_d в процессе гашения поля.

———— — при замкнутой демпферной обмотке; — — — — при разомкнутой демпферной обмотке.

раз больше, чем напряжение u_d, совпадающее с трансформаторной ЭДС, $u_q \gg u_d$. Поэтому напряжение обмотки статора $U = u_d = \omega \Psi_d$ пропорционально продольному потокосцеплению Ψ_d и изменяется при гашении поля таким же образом, как это потокосцепление.

Кривая изменения потокосцепления Ψ_d, построенная по (72-19) при тех же условиях, что и на рис. 72-5, приведена на рис. 72-6 (сплошная линия). Как видно, Ψ_d содержит очень маленькую быструю составляющую $\Psi_{d2} e^{-t/T_2}$ и большую медленную составляющую $\Psi_d e^{-t/T_1}$. Там же пунктиром показано потокосцепление $\Psi_d = \Psi_{dн} e^{t/T_f}$ при разомкнутой демпферной обмотке, которое на всех этапах процесса затухает быстрее, чем при замкнутой демпферной

обмотке. Таким образом, влияние демпферной обмотки проявляется в замедлении процесса гашения поля. Другие переходные процессы, связанные с изменением возбуждения, в присутствии демпферной обмотки также замедляются.

72-4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МАШИНЕ БЕЗ ДЕМПФЕРНОЙ ОБМОТКИ ПРИ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКЕ СТАТОРА

В этом случае ток, индуктированный в короткозамкнутой обмотке статора, оказывает существенное влияние на магнитное поле и потокосцепление обмотки возбуждения. Поэтому при анализе переходного процесса должны быть совместно рассмотрены: уравнение для обмотки возбуждения (71-26)

$$R_f i_f + p\Psi_f = u_f, \tag{72-20}$$

где $\Psi_f = L_f i_f + L_{ad} i_d$, и уравнения для короткозамкнутых контуров статора по продольной и поперечной осям (70-44), записанные при $u_d = u_q = 0$:

$$Ri_d + p\Psi_d - \omega\Psi_q = 0; \tag{72-21}$$

$$Ri_q + p\Psi_q + \omega\Psi_d = 0. \tag{72-22}$$

Поскольку $|Ri_d| \leqslant |\omega\Psi_q|$; $|p\Psi_d| \leqslant |\omega\Psi_q|$, с помощью (72-21) приходим к выводу, что $\Psi_q = L_q i_q = 0$ и, следовательно, в обмотке статора, как и в установившемся режиме короткого замыкания (см. гл. 61), имеется только продольный ток i_d, а поперечный ток отсутствует ($i_q = 0$). Тогда из (72-22) имеем $\Psi_d = L_d i_d + L_{ad} i_f = 0$, откуда $i_d = -L_{ad} i_f / L_d$. Вводя ток i_d в выражение для потокосцепления Ψ_f, увидим, как влияет короткозамкнутая обмотка статора на индуктивность обмотки возбуждения

$$\Psi_f = L_f i_f + L_{ad} i_d = \left(L_f - \frac{L_{ad}^2}{L_d}\right) i_f = L_f' i_f,$$

где

$$L_f' = \frac{\Psi_f}{i_f} = L_f - \frac{L_{ad}^2}{L_d} = L_{f\sigma} + \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_\sigma}\right)^{-1}. \tag{72-23}$$

За счет размагничивающего действия поля от тока i_d потокосцепление обмотки возбуждения уменьшается. При этом оно выражается через L_f' — индуктивность обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора, которая всегда меньше, чем индуктивность обмотки возбуждения L_f при разомкнутых других обмотках, т. е. $L_f' < L_f$. Картина поля возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора и электрическая схема замещения, обладающая индуктивностью L_f' и постоянной времени $T_f' = L_f'/R_f$, показаны на рис. 72-7. Нетрудно убедиться в том, что схема замещения рис. 72-7 представляет собой частный случай общей схемы по рис. 71-9 при разомкнутой демпферной обмотке и короткозамкнутой обмотке статора. Из картины поля видно, что потокосцепление обмотки возбуждения

складывается из потокосцепления рассеяния $\Psi_{f\sigma}$, пропорционального проводимости $\Lambda_{f\sigma}$, и из потокосцепления Ψ'_{ad}, пропорционального проводимости Λ'_{ad}, причем Λ'_{ad} представляет собой проводимость двух последовательно включенных немагнитных промежутков: зазора с проводимостью Λ_{ad} и промежутков, через которые замыкаются поля рассеяния обмотки статора, с проводимостью Λ_σ. Поэтому индуктивность обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора

$$L'_f = \frac{\Psi_f}{i_f} = w_f^2 \Lambda'_f = w_f^2 \left[\Lambda_{f\sigma} + \left(\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_\sigma}\right)^{-1}\right] = L_{f\sigma} + \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_\sigma}\right)^{-1},$$

что совпадает с ранее полученным выражением (72-23). После выражения потокосцепления Ψ_f в (72-20) через индуктивность L'_f и ток возбуждения i_f

$$R_f i_f + pL'_f i_f = u_f, \qquad (72\text{-}24)$$

получим дифференциальное уравнение, отличающееся от (72-1) только тем, что в него входит вместо L_f индуктивность L'_f. Поэтому решение уравнения можно не повторять, а воспользоваться результатами анализа переходного процесса при изменении напряжения возбуждения в случае, когда другие обмотки разомкнуты (см. § 72-2), вводя в полученное решение L'_f вместо L_f. Уравнение для тока возбуждения получим из (72-2)

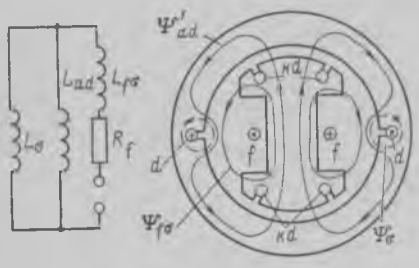


Рис. 72-7. Схема замещения и картина поля для определения индуктивности обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора L'_f.

$$i_f = i_{fy} + (i_{fн} - i_{fy}) e^{-t/T'_f}, \qquad (72\text{-}25)$$

где $T'_f = L'_f/R_f$ — постоянная времени обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора.

Поскольку $T'_f < T_f$, переходные процессы при гашении поля и при изменении возбуждения протекают быстрее при короткозамкнутой обмотке статора.

72-5. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В МАШИНЕ С ДЕМПФЕРНОЙ ОБМОТКОЙ ПРИ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКЕ СТАТОРА

В этом случае требуется рассмотреть совместно: уравнения для обмотки возбуждения (71-26)

$$R_f i_f + p\Psi_f = u_f; \qquad (72\text{-}26)$$

для демпферной обмотки

$$R_{кд} i_{кд} + p\Psi_{кд} = 0 \qquad (72\text{-}27)$$

и уравнения для короткозамкнутой обмотки статора (71-44), записанные при $u_d = u_q = 0$,

$$Ri_d + p\Psi_d - \omega\Psi_q = 0; \tag{72-28}$$

$$Ri_q + p\Psi_q + \omega\Psi_d = 0. \tag{72-29}$$

Поскольку $|Ri_d| \ll |\omega\Psi_q|$, $|p\Psi_d| \ll |\omega\Psi_q|$, с помощью (72-28) заключаем, что $\Psi_q = L_q i_q + L_{ad} i_{kq} = 0$ и, следовательно, $i_q = i_{kq} = 0$. Тогда из (72-29) получаем:

$$\Psi_d = L_d i_d + L_{ad}(i_f + i_{kd}) = 0,$$

откуда

$$i_d = -\frac{L_{ad}(i_f + i_{kd})}{L_d}.$$

Выражая ток i_d в потокосцеплении Ψ_f (72-26) через токи i_f и i_{kd}, находим:

$$\Psi_f = L_f i_f + L_{ad} i_d + L_{ad} i_{kd} = L'_f i_f + L'_{ad} i_{kd}, \tag{72-30}$$

где L'_f — индуктивность обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора по (72-23);

$L'_{ad} = \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_\sigma}\right)^{-1}$ — взаимная индуктивность между обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой при короткозамкнутой обмотке статора.

Из рис. 72-7 видно, что эта взаимная индуктивность определяется по потокосцеплению с демпферной обмоткой Ψ'_{ad} при короткозамкнутой обмотке статора, поэтому

$$L'_{ad} = \frac{\Psi'_{ad}}{i_f} = w_1^2 \Lambda'_{ad} = w_1^2 \left(\frac{1}{\Lambda_{ad}} + \frac{1}{\Lambda_\sigma}\right)^{-1} = \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_\sigma}\right)^{-1}. \tag{72-31}$$

Аналогично, выражая ток i_d в потокосцеплении Ψ_{kd} (72-27) через токи i_f и i_{kd}, находим:

$$\Psi_{kd} = L_{kd} i_{kd} + L_{ad} i_d + L_{ad} i_f = L'_{kd} i_{kd} + L'_{ad} i_f, \tag{72-32}$$

где

$$L'_{kd} = L_{kd\sigma} + \left(\frac{1}{L_{ad}} + \frac{1}{L_\sigma}\right)^{-1} \tag{72-33}$$

— индуктивность демпферной обмотки по продольной оси при короткозамкнутой обмотке статора и разомкнутой обмотке возбуждения (рис. 72-8).

Вводя потокосцепления Ψ_f и Ψ_{kd}, выраженные через токи i_f и i_{kd} в (72-26), (72-27), (72-4), получаем систему дифференциальных уравнений, отличающуюся от системы (72-4), составленной для случая разомкнутой обмотки статора, только тем, что в нее входят индуктивности L'_f, L'_{kd} и L'_{ad} соответственно вместо индуктивностей L_f, L_{kd}, L_{ad}. Поскольку индуктивности при короткозамкнутой обмотке статора имеют тот же порядок, что и при разомкнутой обмотке, на систему уравнений (72-26), (72-27) могут быть распространены

все допущения, принятые выше при решении системы (72-4). При этом вместо повторного решения системы (72-26), (72-27) можно воспользоваться результатами решения системы (72-4), вводя во все формулы измененные значения индуктивностей. Тогда в формулы войдут следующие новые параметры:

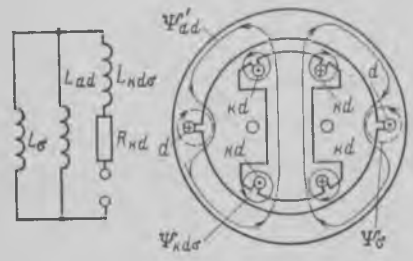


Рис. 72-8. Схема замещения и картина поля для определения индуктивности демпферной обмотки по продольной оси при короткозамкнутой обмотке статора $L'_{кd}$.

постоянная времени обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора

$$T'_f = L'_f / R_f; \qquad (72\text{-}34)$$

постоянная времени демпферной обмотки по продольной оси при короткозамкнутой обмотке статора

$$T'_{кd} = L'_{кd} / R_{кd}; \qquad (72\text{-}35)$$

коэффициент рассеяния обмоток возбуждения и демпферной при короткозамкнутой обмотке статора

$$\sigma' = 1 - \frac{(L'_{ad})^2}{L'_f L'_{кd}}; \qquad (72\text{-}36)$$

постоянные времени медленного и быстрого процессов [по аналогии со (72-10)]

$$T'_1 = T'_f + T'_{кd}; \quad T'_2 = \sigma' T'_{кd}; \qquad (72\text{-}37)$$

наибольшие значения медленной и быстрой составляющих тока возбуждения

$$i'_{f1} = (i_{fн} - i_{fy}) \frac{T'_1 - T'_{кd}}{T'_1 - T'_2}; \quad i'_{f2} = (i_{fн} - i_{fy}) \frac{T'_{кd} - T'_2}{T'_1 - T'_2}; \qquad (72\text{-}38)$$

наибольшие значения медленной и быстрой составляющих тока демпферной обмотки

$$i'_{кd1} = -i'_{кd2} = (i_{fн} - i_{fy}) \frac{L'_{ad} T'_{кd}}{L'_{кd} (T'_1 - T'_2)}; \qquad (72\text{-}39)$$

уравнения для токов в обмотке возбуждения и в демпферной обмотке при короткозамкнутой обмотке статора [по аналогии с (72-6)]

$$i_f = i_{fy} + i_{f1} e^{-t/T'_1} + i'_{f2} e^{-t/T'_2}, \quad i_{кd} = i'_{кd1} e^{-t/T'_1} + i_{кd2} e^{-t/T'_2}. \qquad (72\text{-}40)$$

Поскольку $T'_1 < T_1$, $T'_2 < T_2$, переходные процессы при изменении возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора протекают быстрее, чем при разомкнутой.

ГЛАВА СЕМЬДЕСЯТ ТРЕТЬЯ

ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС ПРИ СИММЕТРИЧНОМ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ ОБМОТКИ СТАТОРА СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

73-1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА. НАЧАЛЬНЫЕ И КОНЕЧНЫЕ УСЛОВИЯ

Переходный процесс при симметричном коротком замыкании обмотки статора может рассматриваться как частный случай переходного процесса, вызванного внезапным уменьшением или увеличением напряжения сети $U_с$, параллельно с которой работает синхронная машина.

Предположим, что при $t < 0$ (до начала переходного процесса) машина работала в установившемся режиме параллельно с сетью. Начальный режим (см. § 71-8) характеризуется током возбуждения $i_{fн}$ и составляющими потокосцеплений статора

$$\Psi_{dн} = i_{dн}L_d + i_{fн}L_{ad} \text{ и } \Psi_{qн} = i_{qн}L_q,$$

которым соответствуют токи

$$i_{qн} = \frac{\Psi_{qн}}{L_q} \text{ и } i_{dн} = \frac{\Psi_{dн} - E_{fн}/\omega}{L_d}, \tag{73-1}$$

где $E_{fн} = \omega L_{ad} i_{fн}$ — начальная ЭДС возбуждения.

Из (71-44)

$$\left.\begin{aligned} Ri_{dн} + p\Psi_{dн} - e_{dн} &= u_{dн}; \\ Ri_{qн} + p\Psi_{qн} - e_{qн} &= u_{qн}, \end{aligned}\right\} \tag{73-2}$$

где $e_{dн} = \omega\Psi_{qн}$; $e_{qн} = -\omega\Psi_{dн}$ — составляющие собственной ЭДС машины $E_н$ в начальном режиме.

Пренебрегая малыми членами $Ri_{dн}$ и $Ri_{qн}$ и имея в виду, что $p\Psi_{dн} = p\Psi_{qн} = 0$, найдем суммарную ЭДС в продольном и поперечном контурах

$$u_{dн} + e_{dн} = 0, \quad u_{qн} + e_{qн} = 0. \tag{73-3}$$

Таким образом, в начальном установившемся режиме напряжение сети $U_{с.н}$ с составляющими $u_{dн}$ и $u_{qн}$ уравновешивается собственной ЭДС $E_н$ с составляющими $e_{dн}$ и $e_{qн}$ и суммарная ЭДС в продольном и поперечном контурах равна нулю. При $t = 0$ напряжение сети внезапно изменяется и делается равным $U_с$ с составляющими u_d и u_q. Напряжение $U_с$ уже не уравновешивается ЭДС $E_н$, и под действием появляющихся суммарных ЭДС в продольном и поперечном контурах статора

$$u_d + e_{dн} = u_d - u_{dн}; \quad u_q + e_{qн} = u_q - u_{qн} \tag{73-4}$$

возникает переходный процесс, при завершении которого снова устанавливается равновесие ЭДС. При этом в обмотке статора устанавливаются такие токи $i_{dу}$ и $i_{qу}$ и потокосцепления $\Psi_{dу} = L_d i_{dу} +$

$L_{ad}i_{fн}$, $\Psi_{qy} = i_{qy}L_q$, которые обеспечивают равновесие ЭДС

$$u_q + e_{qy} = 0; \quad u_d + e_{dy} = 0, \tag{73-5}$$

где $e_{dy} = \omega\Psi_{qy}$; $e_{qy} = -\omega\Psi_{dy}$.

В случае, когда при $t = 0$ появляется симметричное короткое замыкание, напряжение сети полностью исчезает ($U_c = u_d = u_q = 0$) и переходный процесс в короткозамкнутых контурах статора возникает под действием неуравновешенных ЭДС (73-4):

$$e_{dн} = -u_{dн} \quad \text{и} \quad e_{qн} = -u_{qн}. \tag{73-6}$$

В результате переходного процесса снова устанавливается равновесие ЭДС в короткозамкнутых контурах статора (73-5), устанавливаются собственные ЭДС $e_{qy} = -u_q = 0$ и $e_{dy} = -u_d = 0$, которым соответствуют установившиеся потокосцепления

$$\Psi_{qy} = L_q i_{qy} = 0 \quad \text{и} \quad \Psi_{dy} = L_d i_{dy} + L_{ad} i_{fн} = 0$$

и установившийся ток короткого замыкания, включающий только продольную составляющую

$$i_{dy} = -\frac{L_{ad} i_{fн}}{L_d} = -\frac{E_{fн}}{\omega L_d} = -\frac{E_{fн}}{X_d}. \tag{73-7}$$

Заметим, что и здесь, и в дальнейшем во все формулы входят приведенные величины, а большими буквами (например, E, U, I) обозначены амплитудные значения величин. Переходные токи при симметричном коротком замыкании могут быть найдены путем формально-математического решения полной системы дифференциальных уравнений синхронной машины (71-26), (71-44), включающей два уравнения для обмотки якоря, два — для демпферной обмотки и одно — для обмотки возбуждения. Однако для определения постоянных времени процесса пришлось бы решить характеристическое уравнение пятой степени, что может быть сделано только в численной форме и в общем виде вообще невозможно. Поэтому попытаемся найти приближенное (но достаточно точное!) аналитическое решение системы уравнений на основе физики явлений, приняв некоторые дополнительные допущения.

В переходном процессе, возникающем после короткого замыкания обмотки статора (в отличие от переходных процессов при изменениях в цепи возбуждения) появляются свободные апериодически затухающие переходные токи не только в контурах ротора, но и в контурах статора. Свободные апериодически затухающие токи в контурах ротора образуют неподвижные относительно ротора поля, которые индуктируют в фазах статора переменные периодически изменяющиеся токи. Потери в активных сопротивлениях статора от этих токов покрываются за счет механической мощности, в связи с чем постоянные времени затухания свободных токов ротора не зависят от активных сопротивлений статора, и последние, не делая заметной ошибки, можно принять равными нулю.

Свободные апериодически затухающие токи в фазах статора образуют неподвижные относительно статора поля, которые индуктируют в контурах ротора переменные токи. Потери в активных сопротивлениях ротора от этих токов покрываются за счет механической мощности, в связи с чем постоянная времени затухания свободных токов в контурах статора не зависит от активных сопротивлений короткозамкнутых контуров ротора и последние можно принять равными нулю. Таким образом, в контурах машины образуются две системы переходных составляющих токов, наименование которых связывается с характером изменения составляющих данной системы в фазах статора.

Периодическими составляющими токов *называют свободные переходные токи в контурах ротора и соответствующие им периодические (переменные) переходные токи в фазах статора.* Апериодическими составляющими токов *называют свободные апериодические переходные токи в фазах статора и соответствующие им переменные переходные токи в контурах ротора.*

Переходный ток каждого из контуров представляется в виде суммы периодической и апериодической составляющих тока контура. С целью упрощения рассмотрения определение переходных токов при коротком замыкании производится в два этапа. На первом этапе определяются периодические составляющие токов при обоснованном выше допущении о сверхпроводимости обмотки статора; на втором этапе — апериодические составляющие токов, удовлетворяющие заданным начальным условиям, при допущении о сверхпроводимости контуров ротора.

73-2. ОБОСНОВАНИЕ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ТОКОВ

Как следует из (73-6), переходный процесс при симметричном коротком замыкании, возникающий при $t = 0$ после обращения в нуль напряжений $u_{d\text{н}}$ и $u_{q\text{н}}$ на выводах машины, можно мыслить как процесс, сопровождающий появление в короткозамкнутых контурах обмотки статора неуравновешенных ЭДС

$$-u_{d\text{н}} = e_{d\text{н}} = \omega\Psi_{q\text{н}}; \quad -u_{q\text{н}} = e_{q\text{н}} = -\omega\Psi_{d\text{н}}.$$

Под действием этих ЭДС в контурах статора и ротора появляются переходные периодические составляющие токов $i_{d\text{п}}$, $i_{q\text{п}}$, $i_{f\text{п}}$, $i_{\text{к}d\text{п}}$, $i_{\text{к}q\text{п}}$, переходные апериодические составляющие токов $i_{d\text{а}}$, $i_{q\text{а}}$, $i_{f\text{а}}$, $i_{\text{к}d\text{а}}$, $i_{\text{к}q\text{а}}$ и токи контуров складываются из переходных и установившихся токов

$$\left.\begin{aligned} &i_d = i_{d\text{п}} + i_{d\text{а}} + i_{d\text{у}}; \quad i_q = i_{q\text{п}} + i_{q\text{а}} + i_{q\text{у}}; \\ &i_f = i_{f\text{п}} + i_{f\text{а}} + i_{f\text{у}}; \quad i_{\text{к}d} = i_{\text{к}d\text{п}} + i_{\text{к}d\text{а}} + i_{\text{к}d\text{у}}; \\ &i_{\text{к}q} = i_{\text{к}q\text{п}} + i_{\text{к}q\text{а}} + i_{\text{к}q\text{у}}, \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}8)$$

где установившиеся токи, соответствующие $t = \infty$, имеют следующие значения:

$$i_{dy} = -\frac{E_{fн}}{X_d}\ [\text{по (73-7)}];\ i_{qy} = 0;\ i_{fy} = i_{fн};$$
$$i_{кdy} = i_{кqy} = i_{кdн} = i_{кqн} = 0.$$

Переходные составляющие токов при коротком замыкании могут быть определены из системы дифференциальных уравнений для короткозамкнутых контуров статора, в которые введены ЭДС $e_{dн}$ и $e_{qн}$ [см. (71-26), (71-44)]

$$\left.\begin{aligned} R(i_{dп} + i_{dа}) + p(\Psi_{dп} + \Psi_{dа}) - \omega(\Psi_{qп} + \Psi_{qа}) = e_{dн};\\ R(i_{qп} + i_{qа}) + p(\Psi_{qп} + \Psi_{qа}) + \omega(\Psi_{dп} + \Psi_{dа}) = e_{qн}, \end{aligned}\right\} \quad (73\text{-}9)$$

и уравнений для короткозамкнутых контуров ротора

$$R_f(i_{fп} + i_{fа}) + p(\Psi_{fп} + \Psi_{fа}) = 0; \quad (73\text{-}10)$$

$$\left.\begin{aligned} R_{кd}(i_{кdп} + i_{кdа}) + p(\Psi_{кdп} + \Psi_{кdа}) = 0;\\ R_{кq}(i_{кqп} + i_{кqа}) + p(\Psi_{кqп} + \Psi_{кqа}) = 0. \end{aligned}\right\} \quad (73\text{-}11)$$

При принятых выше допущениях относительно активных сопротивлений контуров эта система распадается на две независимые системы уравнений: систему уравнений для определения периодических составляющих и систему уравнений для определения апериодических составляющих. Периодические составляющие токов появляются в контурах под воздействием ЭДС $e_{dн}$ и $e_{qн}$, введенных в контуры статора. В контурах статора эти составляющие должны рассматриваться как вынужденные, в контурах ротора — как свободные составляющие. Поэтому периодические составляющие можно определить из следующей системы уравнений:

$$\left.\begin{aligned} Ri_{dп} + p\Psi_{dп} - \omega\Psi_{qп} = e_{dн} = \omega\Psi_{qн};\\ Ri_{qп} + p\Psi_{qп} + \omega\Psi_{dп} = e_{qн} = -\omega\Psi_{dн}; \end{aligned}\right\} \quad (73\text{-}12)$$

$$R_f i_{fп} + p\Psi_{fп} = 0; \quad (73\text{-}13)$$

$$R_{кd} i_{кdп} + p\Psi_{кdп} = 0; \quad R_{кq} i_{кqп} + p\Psi_{кqп} = 0, \quad (73\text{-}14)$$

которую нужно решить при допущении $R = 0$ и при отсутствии свободных составляющих в потокосцеплениях $\Psi_{dп}$ и $\Psi_{qп}$.

Апериодические составляющие токов в фазах статора представляют собой свободные затухающие токи; апериодические составляющие токов в контурах ротора могут рассматриваться как вынужденные токи. Поэтому апериодические составляющие токов должны определяться с помощью системы однородных дифференциальных уравнений, правые части которых равны нулю. Формально эту систему можно получить, вычитая из уравнений для переходных составляющих (73-9) — (73-11) уравнения для периодических со-

ставляющих соответствующих контуров (73-12) — (73-14):

$$Ri_{da}+p\Psi_{da}-\omega\Psi_{qa}=0;\quad Ri_{qa}+p\Psi_{qa}+\omega\Psi_{da}=0; \tag{73-15}$$

$$R_f i_{fa}+p\Psi_{fa}=0; \tag{73-16}$$

$$R_{кd}i_{кda}+p\Psi_{кda}=0,\quad R_{кq}i_{кqa}+p\Psi_{кqa}=0. \tag{73-17}$$

73-3. ПЕРИОДИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ТОКОВ

Периодические составляющие токов определяются из системы (73-12) — (73-14) при внезапном введении в короткозамкнутые контуры статора постоянных ЭДС $e_{dп}$ и $e_{qп}$, которые рассчитываются, исходя из начального режима (73-1), (73-2) при $t \geqslant 0$ и равны нулю при $t<0$.

Поскольку потокосцепления контуров статора $\Psi_{dп}$ и $\Psi_{qп}$ не содержат свободных составляющих (включенных в потокосцепления Ψ_{da} и Ψ_{qa}), а активное сопротивление якоря, не оказывающее влияния на периодические составляющие, может быть принято равным нулю ($R=0$), уравнения (73-12) удовлетворяются только при условии $p\Psi_{dп}=p\Psi_{qп}=0$ и принимают вид:

$$\left.\begin{aligned}\Psi_{dп}&=(i_{d\infty}+i_{dп})L_d+(i_{fп}+i_{кd})L_{ad}=-\Psi_{dн};\\ \Psi_{qп}&=(i_{q\infty}+i_{qп})L_q+i_{кq}L_{aq}=-\Psi_{qн}.\end{aligned}\right\} \tag{73-18}$$

В этих уравнениях токи $i_{dп}$, $i_{qп}$ представляют собой переходные периодические составляющие токов контуров статора, обусловленные свободными составляющими токов ротора ($i_{fп}$, $i_{кd}$, $i_{кq}$) и затухающие вместе с ними. Токи $i_{d\infty}$ и $i_{q\infty}$ появляются в контурах статора после затухания (при $t=\infty$) свободных токов в контурах ротора и переходных токов в контурах статора. Из (73-18), полагая $i_{dп}=i_{qп}=i_{fп}=i_{кdп}=i_{кqп}=0$, находим:

$$i_{d\infty}=-\Psi_{dн}/L_d,\quad i_{q\infty}=-\Psi_{qн}/L_q. \tag{73-19}$$

Переходные периодические составляющие токов находятся из решения системы однородных дифференциальных уравнений, включающих (73-13), (73-14) и уравнения, полученные из (73-18) после исключения из них с помощью (73-19) токов $i_{d\infty}$ и $i_{q\infty}$:

$$i_{dп}L_d+(i_{fп}+i_{кd})L_{ad}=0;\quad i_{qп}L_q+i_{кq}L_{aq}=0. \tag{73-20}$$

1) Машина без демпферной обмотки. Найдем периодические составляющие токов сначала для машины без демпферной обмотки. В этом случае $i_{кdп}=i_{кqп}=0$ и, как видно из (73-20), $i_{qп}=0$. Поэтому достаточно рассмотреть (73-20) только для продольной оси и (73-13)

$$i_{dп}L_d+i_{fп}L_{ad}=0;\quad R_f i_{fп}+p(i_{fп}L_f+i_{dп}L_{ad})=0. \tag{73-21}$$

Решение такой системы однородных уравнений было уже получено в § 72-2 при анализе переходных процессов, связанных с изменением возбуждения в машине без демпферной обмотки при коротко-

замкнутой обмотке статора:

$$i_{f\text{п}} = i_{f1} e^{-t/T'_f}, \tag{73-22}$$

где $T'_f = L'_f/R_f$ — постоянная времени обмотки возбуждения при короткозамкнутой обмотке статора.

Из (73-21), кроме того, следует, что

$$i_{d\text{п}} = -\frac{L_{ad}}{L_d} i_{f\text{п}} = i_{d1} e^{-t/T'_f}. \tag{73-23}$$

Неизвестные начальные значения периодических составляющих токов возбуждения и статора находим, используя (73-13) при $t = 0$, когда поле, образованное током статора, еще не проникло в контур возбуждения и его потокосцепление равно нулю:

$$\Psi_{f\text{п}(t-0)} = L_f i_{f1} + L_{ad}(i_{d\infty} + i_{d1}) = 0.$$

Из этого условия выразим начальный ток возбуждения через начальный ток статора

$$i_{f1} = -\frac{L_{ad}}{L_f}(i_{d\infty} + i_{d1})$$

и введем этот ток в (73-18) для продольной оси при $t = 0$,

$$(i_{d\infty} + i_{d1}) L_d - \frac{L_{ad}^2}{L_f}(i_{d\infty} + i_{d1}) = -\Psi_{d\text{н}},$$

откуда

$$i_{d\infty} + i_{d1} = -\frac{\Psi_{d\text{п}}}{L'_d}, \tag{73-24}$$

где

$$L'_d = L_\sigma + L'_{adf}; \quad L'_{adf} = \left(\frac{1}{L_{f\sigma}} + \frac{1}{L_{ad}}\right)^{-1}$$

— переходная индуктивность обмотки статора по продольной оси.

Такой индуктивностью обладает обмотка статора, когда магнитное поле, образованное внезапно появившимся в ней током ($i_{d\infty} + i_{d1}$), не сцеплено со сверхпроводящей обмоткой возбуждения и замыкается через проводимости для ее полей рассеяния. Картина такого поля и схема замещения, обладающая индуктивностью L'_d, показаны на рис. 73-1. Поскольку $L'_{adf} < L_{ad}$, переходная индуктивность обмотки статора по продольной оси L'_d всегда меньше индуктивности L_d.

С помощью (73-19), (73-24) заключаем, что

$$i_{d1} = -\frac{\Psi_{d\text{п}}}{L'_d} + i_{d\infty} = -\Psi_{d\text{п}}\left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right),$$

и записываем выражение для периодической составляющей тока статора в машине без демпферной обмотки

$$i_{d\text{п}} = -\Psi_{d\text{п}}\left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right) e^{-t/T'_f}. \tag{73-25}$$

Эта составляющая представляет собой разность начального и конечного значений продольного тока, затухающую с постоянной времени T'_f.

2) Машина с демпферной обмоткой. Продольная ось. В этом случае для определения переходных периодических составляющих токов приходится рассмотреть полную систему однородных дифференциальных уравнений, включающую оба уравнения (73-20) и уравнения для короткозамкнутых контуров ротора (73-13), (73-14). Эта система распадается на две независимые системы уравнений для продольных и поперечных составляющих токов.

Продольные переходные периодические составляющие токов должны удовлетворять системе уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &i_{d\text{п}}L_d + (i_{f\text{п}} + i_{\text{к}d\text{п}})L_{ad} = 0;\\ &R_f i_{f\text{п}} + p\,[i_{f\text{п}}L_f + (i_{d\text{п}} + i_{\text{к}d\text{п}})L_{ad}] = 0;\\ &R_{\text{к}d} i_{\text{к}d\text{п}} + p\,[i_{\text{к}d\text{п}}L_{\text{к}d} + (i_{d\text{п}} + i_{f\text{п}})L_{ad}] = 0. \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}26)$$

Выразив из первого уравнения ток статора

$$i_{d\text{п}} = -(i_{f\text{п}} + i_{\text{к}d\text{п}})\frac{L_{ad}}{L_d} \qquad (73\text{-}27)$$

и введя этот ток во второе и третье уравнения, получим систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &R_f i_{f\text{п}} + p\,(L'_f i_{f\text{п}} + L'_{ad} i_{\text{к}d\text{п}}) = 0;\\ &R_{\text{к}d} i_{\text{к}d\text{п}} + p\,(L'_{\text{к}d} i_{\text{к}d\text{п}} + L'_{ad} i_{f\text{п}}) = 0, \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}28)$$

решение которой уже получено в § 72-2 при анализе переходных процессов, связанных с изменением возбуждения в машине с демпферной обмоткой при короткозамкнутой обмотке статора [см. (72-37), (72-40)].

Свободные токи в контурах ротора содержат «м е д л е н н у ю» и «б ы с т р у ю» составляющие

$$\left.\begin{aligned} i_{f\text{п}} &= i_{f1}e^{-t/T'_1} + i_{f2}e^{-t/T'_2};\\ i_{\text{к}d\text{п}} &= i_{\text{к}d1}e^{-t/T'_1} + i_{\text{к}d2}e^{-t/T'_2}, \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}29)$$

затухающие соответственно с постоянными времени T'_1 и T'_2, которые рассчитываются с помощью (72-37).

«М е д л е н н ы е» составляющие токов, затухающие с постоянной времени T'_1, в теории синхронных машин принято называть п е р е х о д н ы м и; «б ы с т р ы е» составляющие токов, затухающие с постоянной времени T'_2, — с в е р х п е р е х о д н ы м и. Соответственно бо́льшая постоянная времени T'_1 называется «п о с т о я н н о й в р е м е н и з а т у х а н и я п е р е х о д н ы х т о к о в п о п р о д о л ь н о й о с и» и обозначается T'_d; меньшая постоянная времени называется «п о с т о я н н о й в р е м е н и з а т у х а н и я с в е р х п е р е х о д н ы х т о к о в п о п р о-

дольной оси» и обозначается T''_d

$$T'_1 = T'_d = T'_f + T'_{кd}; \quad T'_2 = T''_d = \sigma' T'_{кd}, \tag{73-30}$$

где σ', $T'_{кd}$, T'_f — см. (72-34) — (72-36).

Рассматривая (73-27), (73-29) совместно, замечаем, что продольный ток статора также содержит «медленную» и «быструю» составляющие, затухающие с теми же постоянными времени:

$$i_{dп} = i_{d1} e^{-t/T'_1} + i_{d2} e^{-t/T'_2}, \tag{73-31}$$

где

$$i_{d1} = -(i_{f1} + i_{кd1}) \frac{L_{ad}}{L_d}; \; i_{d2} = -(i_{f2} + i_{кd2}) \frac{L_{ad}}{L_d}.$$

Неизвестные начальные значения токов в продольных контурах статора и ротора при $t = 0$

$$\left.\begin{aligned} i_{d0} &= i_{d\infty} + i_{dп(t-0)} = i_{d\infty} + i_{d1} + i_{d2}; \\ i_{f0} &= i_{fпt-0} = i_{f1} + i_{f2}, \; i_{кd0} = i_{кdt-0} = i_{кd1} + i_{кd2} \end{aligned}\right\} \tag{73-32}$$

найдем, используя (73-18) при $t = 0$, когда поле, образованное

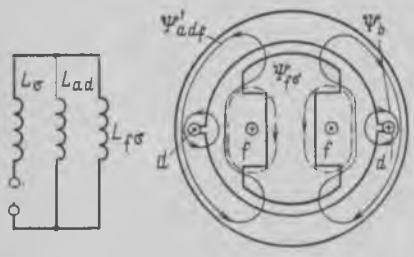


Рис. 73-1. Схема замещения и картина поля для определения переходной индуктивности обмотки статора (в машине без демпферной обмотки).

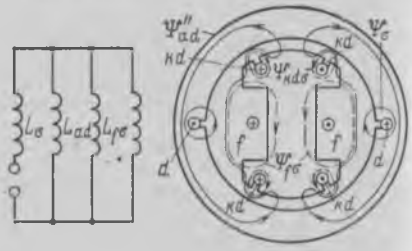


Рис. 73-2. Схема замещения и картина поля для определения сверхпереходной индуктивности обмотки статора по продольной оси.

током статора, еще не проникло в роторные контуры и его потокосцепления с роторными контурами равны нулю:

$$\Psi_{fпt-0} = L_f i_{f0} + L_{ad}(i_{d0} + i_{кd0}) = 0;$$
$$\Psi_{кdt-0} = L_{кd} i_{кd0} + L_{ad}(i_{d0} + i_{f0}) = 0.$$

Из этих уравнений выразим токи i_{f0} и $i_{кd0}$

$$i_{f0} = -\frac{L^2_{ad} - L_{ad}L_{кd}}{L^2_{ad} - L_f L_{кd}} i_{d0}; \; i_{кd0} = -\frac{L^2_{ad} - L_{ad}L_f}{L^2_{ad} - L_f L_{кd}} i_{d0} \tag{73-33}$$

и, введя эти токи в (73-18) при $t = 0$

$$i_{d0} L_d + (i_{f0} + i_{кd0}) L_{ad} = -\Psi_{d0},$$

найдем начальный ток в продольном контуре статора

$$i_{d0} = -\frac{\Psi_{d\text{н}}}{L''_d},$$

где

$$L''_d = L_\sigma + \left(\frac{1}{L_{f\sigma}} + \frac{1}{L_{\text{к}d\sigma}} + \frac{1}{L_{ad}}\right)^{-1} = L_\sigma + L''_{ad} \qquad (73\text{-}34)$$

— сверхпереходная индуктивность обмотки статора по продольной оси.

Такой индуктивностью обладает обмотка якоря, когда магнитное поле, образованное внезапно появившимся в ней током i_{d0}, не сцеплено со сверхпроводящими роторными контурами и замыкается через проводимости для полей рассеяния этих контуров. Картина такого поля и схема замещения, обладающая индуктивностью L'_d, показаны на рис. 73-2. Из (73-32), (73-34) следует, что начальный продольный ток выражается через сверхпереходную индуктивность L''_d

$$i_{d0} = i_{d\infty} + i_{d1} + i_{d2} = -\frac{\Psi_{d\text{н}}}{L''_d}. \qquad (73\text{-}35)$$

По аналогии с этим начальный продольный ток, складывающийся из установившегося тока $i_{d\infty}$ и начального значения «медленной» (переходной) составляющей, выражается через переходную индуктивность обмотки статора $L'_{d\,(\text{к})}$

$$i_{d\infty} + i_{d1} = -\frac{\Psi_{d\text{н}}}{L'_{d\,(\text{к})}}. \qquad (73\text{-}36)$$

Переходная индуктивность обмотки статора $L'_{d\,(\text{к})}$ определяется по потокосцеплению статора, образованному начальными значениями медленно затухающих токов в продольных контурах обмотки статора ($i_{d\infty} + i_{d1}$), обмотки возбуждения (i_{f1}) и демпферной обмотки ($i_{\text{к}d1}$). В машине без демпферной обмотки индуктивность $L'_{d\,(\text{к})} = L'_d$ по (73-24).

Рассматривая (73-35), (73-36) совместно с (73-19), находим:

$$i_{d1} = -\Psi_{d\text{н}}\left(\frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}} - \frac{1}{L_d}\right); \quad i_{d2} = -\Psi_{d\text{н}}\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}}\right). \qquad (73\text{-}37)$$

Для определения переходной индуктивности необходимо найти начальные значения «медленных» составляющих токов роторных контуров (i_{f1} и $i_{\text{к}d1}$). Выразим предварительно с помощью (73-32) токи роторных контуров по (73-29) через начальные значения «медленных токов» i_{f1} и $i_{\text{к}d1}$

$$\left.\begin{aligned} i_{f\text{п}} &= i_{f1}e^{-t/T'_1} + (i_{f0} - i_{f1})\,e^{-t/T'_2}; \\ i_{\text{к}d\text{п}} &= i_{\text{к}d1}e^{-t/T'_1} + (i_{\text{к}d0} - i_{\text{к}d1})\,e^{-t/T'_2} \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}38)$$

и введем эти токи в уравнения роторных контуров (73-28). Имея в виду, что уравнения будут удовлетворяться на всех стадиях про-

цесса только в том случае, когда коэффициенты при e^{-t/T'_1} и при e^{-t/T'_2} равны нулю, получим следующие уравнения для определения i_{f1} и $i_{кd1}$:

$$\left.\begin{aligned}&(R_f T'_1 - L'_f)\, i_{f1} - L'_{ad} i_{кd1} = 0;\\&(R_{кd} T'_2 - L'_{кd})\,(i_{кd0} - i_{кd1}) - L'_{ad}\,(i_{f0} - i_{f1}) = 0.\end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}39)$$

Решив эти уравнения относительно токов i_{f1} и $i_{кd1}$ с учетом (73-33) найдем по (73-31) ток

$$i_{d1} = -\,(i_{f1} + i_{кd1})\,\frac{L_{ad}}{L_d}$$

и затем, введя этот ток в (73-36), получим выражение для переходной индуктивности обмотки статора (с учетом влияния как обмотки возбуждения, так и демпферной обмотки)

$$L'_{d\,(к)} = L'_d\left[1 - \frac{T_2 - T'_2}{T'_1 - T'_2}\left(1 - \frac{T'_1}{T_1}\right)\right]^{-1}, \qquad (73\text{-}40)$$

где T'_1, T'_2 — по (73-30); T_1, T_2 — по (72-10).

Из полученного выражения следует, что в машине с большим сопротивлением демпферной обмотки по сравнению с обмоткой возбуждения ($R_{кd} \gg R_f$), когда $T_2 \ll T_1$, $T'_2 \ll T'_1$, индуктивность $L'_{d\,(к)}$ не отличается от переходной индуктивности L'_d, найденной по (73-24) как для машины без демпферной обмотки. После определения индуктивности $L'_{d\,(к)}$ периодическая составляющая продольного тока статора (73-31), (73-37) представляется в виде суммы сверхпереходного тока, затухающего с постоянной времени $T'_2 = T''_d$, и переходного тока, затухающего с постоянной времени $T'_1 = T'_d$:

$$i_{dп} = -\,\Psi_{dп}\left[\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_{d\,(к)}}\right)e^{-t/T'_2} + \left(\frac{1}{L'_{d\,(к)}} - \frac{1}{L_d}\right)e^{-t/T'_1}\right]. \qquad (73\text{-}41)$$

3) Машина с демпферной обмоткой. Поперечная ось. Определение периодических составляющих токов по поперечной оси выполняется с помощью второго уравнения (73-18), второго уравнения (73-20) и (73-14), которые вполне аналогичны уравнениям для продольной оси в машине без демпферной обмотки [первое (73-18), (73-21)]. Поскольку в поперечной оси со статорным контуром взаимодействует только один роторный контур демпферной обмотки, все формулы могут быть записаны по аналогии с формулами для продольной оси машины без демпферной обмотки, в которой на роторе также имеется только один контур — обмотка возбуждения. По аналогии с (73-25) напишем без вывода выражение для периодической составляющей тока статора по поперечной оси

$$i_{qп} = -\,\Psi_{qп}\left(\frac{1}{L''_q} - \frac{1}{L_q}\right)e^{-t/T'_{кq}}, \qquad (73\text{-}42)$$

где постоянная времени демпферной обмотки по поперечной оси при короткозамкнутой

обмотке статора определяется по формуле (73-22)

$$T'_{kq} = L'_{kq}/R_{kq}, \tag{73-43}$$

причем (72-33)

$$L'_{kq} = L_{kq\sigma} + L'_{aq};\ L'_{aq} = \left(\frac{1}{L_\sigma} + \frac{1}{L_{aq}}\right)^{-1},$$

а сверхпереходная индуктивность обмотки статора по поперечной оси (73-24)

$$L''_q = L_\sigma + L''_{aqk};\ L''_{aqk} = \left(\frac{1}{L_{kq\sigma}} + \frac{1}{L_{aq}}\right)^{-1}. \tag{73-44}$$

Такой индуктивностью обладает обмотка статора, когда магнитное поле, образованное внезапно появившимся в ней током, не сцеплено со сверхпроводящей демпферной обмоткой по поперечной оси и замыкается через проводимости для ее полей рассеяния. Картина такого поля и схема замещения, обладающая индуктивностью L''_q, показаны на рис. 73-3.

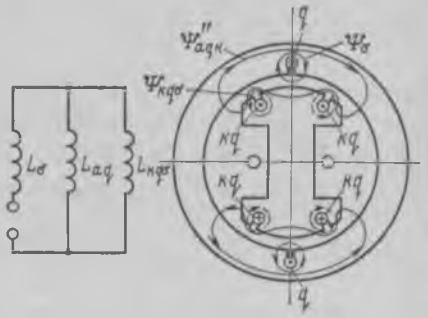


Рис. 73-3. Схема замещения и картина поля для определения сверхпереходной индуктивности обмотки статора по поперечной оси.

73-4. АПЕРИОДИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ТОКОВ

Апериодические составляющие токов определяются решением системы (73-15) — (73-17) при оговоренном выше допущении: $R_f = R_{kd} = R_{kq} = 0$. Это позволяет рассматривать совместно с (73-15) вместо дифференциальных уравнений (73-16), (73-17) уравнения для потокосцеплений роторных контуров, полагая эти потокосцепления равными нулю:

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{fa} &= L_f i_{fa} + L_{ad}(i_{da} + i_{kda}) = 0; \\ \Psi_{kda} &= L_{kd} i_{kda} + L_{ad}(i_{da} + i_{fa}) = 0; \\ \Psi_{kqa} &= L_{kq} i_{kqa} + L_{aq} i_{qa} = 0. \end{aligned}\right\} \tag{73-45}$$

Выразив с помощью этих уравнений токи i_{fa} и i_{kda} через ток i_{da}, а ток i_{kqa} через ток i_{qa} и подставляя полученные выражения в формулы для потокосцеплений статора по продольной и поперечной осям, представим потокосцепления через токи i_{da} и i_{qa}:

$$\Psi_{da} = L''_d i_{da};\quad \Psi_{qa} = L''_q i_{qa}, \tag{73-46}$$

где L''_d — по (73-34); L''_q — по (73-44) и, введя записанные таким образом Ψ_{da} и Ψ_{qa} в (73-15), получим два дифференциальных уравне-

ния для токов i_{da} и i_{qa}:

$$\left.\begin{aligned} Ri_{da} + L''_d p i_{da} - \omega L''_q i_{qa} = 0; \\ Ri_{qa} + L''_q p i_{qa} + \omega L''_d i_{da} = 0. \end{aligned}\right\} \tag{73-47}$$

Исключая ток i_{qa}, получаем для определения тока i_{da} следующее уравнение:

$$L''_d L''_q p^2 i_{da} + R(L''_d + L''_q) p i_{da} + (\omega^2 L''_d L''_q + R^2) i_{da} = 0.$$

Соответствующее характеристическое уравнение для определения показателей степени

$$L''_d L''_q \beta^2 + R(L''_d + L''_q)\beta + (\omega^2 L''_d L''_q + R^2) = 0.$$

Два корня этого уравнения

$$\beta = -\frac{R(L''_d + L''_q)}{2L''_d L''_q} \pm j\omega \sqrt{1 - \left[\frac{R(L''_d - L''_q)}{2\omega L''_d L''_q}\right]^2} \tag{73-48}$$

представляют собой сопряженные комплексные числа $(-\beta_1 + j\beta_2)$ и $(-\beta_1 - j\beta_2)$. Поэтому решение дифференциальных уравнений (73-47) записывается в виде

$$\left.\begin{aligned} i_{da} = (C_{1d} e^{+j\beta_2 t} + C_{2d} e^{-j\beta_2 t}) e^{-\beta_1 t} = (i_{da1} \cos \beta_2 t + i_{da2} \sin \beta_2 t) e^{-\beta_1 t}; \\ i_{qa} = (C_{1q} e^{j\beta_2 t} + C_{2q} e^{-j\beta_2 t}) e^{-\beta_1 t} = (i_{qa1} \cos \beta_2 t + i_{qa2} \sin \beta_2 t) e^{-\beta_1 t}, \end{aligned}\right\} \tag{73-49}$$

причем переход от показательной формы записи к тригонометрической осуществляется с помощью элементарных преобразований.

Как видно из (73-49), апериодические токи периодически изменяются с частотой β_2, а амплитуда колебаний токов затухает с постоянной времени

$$T''_a = \frac{1}{\beta_1} = \frac{2L''_d L''_q}{R(L''_d + L''_q)}. \tag{73-50}$$

При отсутствии демпферной обмотки эта постоянная времени равнялась бы

$$T'_a = \frac{1}{\beta_1} = \frac{2L'_d L_q}{R(L'_d + L_q)}. \tag{73-51}$$

Частота колебаний апериодических токов

$$\beta_2 = \omega \sqrt{1 - \left[\frac{R(L''_d - L''_q)}{2\omega L''_d L''_q}\right]^2}. \tag{73-52}$$

При отсутствии демпферной обмотки частота равна:

$$\beta_2 = \omega \sqrt{1 - \left[\frac{R(L'_d - L_q)}{2\omega L'_d L_q}\right]^2}. \tag{73-53}$$

Поскольку активное сопротивление мало ($R \ll L''_d \approx L''_q$), с большой точностью можно считать

$$\beta_2 = \omega. \tag{73-54}$$

В дальнейшем, определяя произвольные постоянные i_{da1}, i_{da2}, i_{qa1}, i_{qa2} в (73-49), сделаем это для машины с демпферной обмоткой. От этого общего случая легко перейти к машине без демпферной обмотки, положив $X'_d = X'_d$ и $X''_q = X_q$. В начальный момент при $t = 0$ из (73-49) имеем:

$$i_{da,\,н} = i_{da1}; \quad i_{qa,\,н} = i_{qa1}.$$

Подставляя эти токи в (72-8) при $t = 0$, получаем уравнения: $i_{dн} = i_{dп,\,н} + i_{dс,\,н} + i_{dу}$; $i_{qн} = i_{qн,\,н} + i_{qа,\,н} + i_{qу}$, в которых $i_{dн}$, $i_{,н}$ — токи в нагрузочном режиме до короткого замыкания по (73-1); $i_{dу}$ и $i_{qу} = 0$ — установившиеся токи короткого замыкания по (73-7);

$$i_{dп,\,н} = -\Psi_{dн}\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L_d}\right); \quad i_{qп,\,н} = -\Psi_{qн}\left(\frac{1}{L''_q} - \frac{1}{L_q}\right)$$

— начальные значения периодических составляющих токов по (73-41).

Решая эти уравнения относительно токов $i_{da,\,н}$ и $i_{qa,\,н}$, находим:

$$i_{da,\,н} = i_{da1} = \frac{\Psi_{dн}}{L''_d}; \quad i_{qa,\,н} = i_{qa1} = \frac{\Psi_{q,\,н}}{L''_q} \ldots \tag{73-55}$$

Для определения постоянных i_{da2} и i_{qa2} подставим токи i_{da} и i_{qa} по (73-49), (73-50), (73-54) в первое из (73-47) и сократим его на общий множитель e^{-t/T''_a}

$$R(i_{da1}\cos\omega t + i_{d\,2}\sin\omega t) - \frac{L''_d}{T''_a}(i_{da1}\cos\omega t + i_{da2}\sin\omega t) +$$

$$+ L_d\omega(-i_{da1}\sin\omega^t + i_{da2}\cos\omega t) - L''_q\omega(i_{qa1}\cos\omega t + i_{qa2}\sin\omega t) = 0.$$

Полученное уравнение должно удовлетворяться на всех стадиях процесса (при любых t), что может быть лишь при условии равенства нулю коэффициентов при $\sin\omega t$ и при $\cos\omega t$, т. е.

$$\left(R - \frac{L''_d}{T''_a}\right) i_{da2} - \omega L''_d i_{da1} - \omega L''_q i_{qa2} = 0;$$

$$\left(R - \frac{L''_d}{T''_a}\right) i_{da1} + \omega L''_d i_{da2} - \omega L''_q i_{qa1} = 0.$$

Учитывая малость коэффициента при первом члене в этих уравнениях по сравнению с коэффициентом при последнем члене

$$\left|\left(R - \frac{L''_d}{T''_a}\right)\right| = \left|\frac{RL''_a - L''_d}{2L''_q}\right| \ll \omega L''_q,$$

получаем с учетом (73-55)

$$i_{da2} = i_{qa1}\frac{L''_q}{L''_d} = \frac{\Psi_{q\text{н}}}{L''_d}; \qquad i_{qa2} = -i_{da1}\frac{L''_d}{L''_q} = -\frac{\Psi_{d\text{н}}}{L''_q}. \quad (73\text{-}56)$$

Подставляя (73-55), (73-56), (73-50), (73-54) в (73-49), запишем выражения для апериодических составляющих токов в обмотке статора

$$\left.\begin{aligned} i_{da} &= \frac{I}{L''_d}(\Psi_{d\text{н}}\cos\omega t + \Psi_{q\text{н}}\sin\omega t)\,e^{-t/T''_a}, \\ i_{qa} &= \frac{I}{L''_q}(\Psi_{q\text{н}}\cos\omega t - \Psi_{d\text{н}}\sin\omega t)\,e^{-t/T''_a}. \end{aligned}\right\} \quad (73\text{-}57)$$

73-5. ПОЛНЫЕ ТОКИ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В ПРОДОЛЬНОМ И ПОПЕРЕЧНОМ КОНТУРАХ СТАТОРА

Выражения для полных токов короткого замыкания в продольной и поперечной осях получим, вводя (73-7), (73-41), (73-42), (73-57) в (73-8):

$$i_d = -\Psi_{d\text{н}}\left[\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}}\right)e^{-t/T'_2} + \left(\frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}} - \frac{1}{L_d}\right)e^{-t/T'_1}\right] + \\ + \frac{1}{L''_d}[\Psi_{d\text{н}}\cos\omega t + \Psi_{q\text{н}}\sin\omega t]\,e^{-t/T''_a} - \frac{E_{f\text{н}}}{\omega L_d}; \quad (73\text{-}58)$$

$$i_q = -\Psi_{q\text{н}}\left(\frac{1}{L''_q} - \frac{1}{L_q}\right)e^{-t/T'_{\text{к}q}} + \frac{1}{L''_q}[\Psi_{q\text{н}}\cos\omega t - \Psi_{d\text{н}}\sin\omega t]\,e^{-t/T''_a}, \quad (73\text{-}59)$$

где $E_{f\text{н}} = \omega L_{ad} i_{f\text{н}}$ — ЭДС, соответствующая начальному току возбуждения.

В машине без демпферной обмотки выражения для токов короткого замыкания принимают вид:

$$i_d = -\Psi_{d\text{н}}\left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right)e^{-t/T'_f} + \frac{1}{L'_d}[\Psi_{d\text{н}}\cos\omega t + \Psi_{q\text{н}}\sin\omega t] \times \\ \times e^{-t/T'_a} - \frac{E_{f\text{н}}}{\omega L_d}; \quad (73\text{-}60)$$

$$i_q = \frac{1}{L_q}[\Psi_{q\text{н}}\cos\omega t - \Psi_{d\text{н}}\sin\omega t]\,e^{-t/T'_a}. \quad (73\text{-}61)$$

Заметим, что потокосцепления в начальном режиме, предшествующем короткому замыканию, зависят от характера нагрузки

$$\Psi_{d\text{н}} = i_{d\text{н}}L_d + i_{f\text{н}}L_{ad} = -\frac{e_{q\text{н}}}{\omega} = \frac{u_{q\text{н}}}{\omega} = \frac{U_c}{\omega}\cos\theta;$$

$$\Psi_{q\text{н}} = i_{q\text{н}}L_q = \frac{e_{d\text{н}}}{\omega} = -\frac{u_{d\text{н}}}{\omega} = +\frac{U_c}{\omega}\sin\theta.$$

В частном случае, когда короткое замыкание произошло в режиме холостого хода, т. е. при $\theta = 0$, $i_{d\text{н}} = 0$, $i_{q\text{н}} = 0$, $\Psi_{q\text{н}} = 0$,

$$\Psi_{d\text{н}} = \frac{U_c}{\omega} = \frac{E_{f\text{н}}}{\omega} = L_{ad} i_{f\text{н}},$$

выражения для токов заметно упрощаются:

$$\left.\begin{aligned} i_d &= -\frac{E_{f\text{н}}}{\omega}\left[\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}}\right)e^{-t/T'_{\text{a}}} + \left(\frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}} - \frac{1}{L_d}\right)e^{-t/T'_1} - \right. \\ &\qquad \left. - \frac{1}{L''_d}\, e^{-t/T''_{\text{a}}} \cos \omega t + \frac{1}{L_d}\right]; \\ i_q &= -\frac{E_{f\text{н}}}{\omega L''_q}\, e^{-t/T'_{\text{a}}} \sin \omega t. \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}62)$$

73-6. ТОКИ В ФАЗАХ СТАТОРА

Для определения токов короткого замыкания в фазах обмотки статора нужно сначала выразить результирующую комплексную функцию тока статора в осях d, q: $\tilde{I} = i_d + j i_q$; затем с помощью (71-38) записать этот комплекс в осях α, β, неподвижных относительно статора $\tilde{I}_{\alpha,\beta} = \tilde{I} e^{j\alpha}$, где $\alpha = \omega t - \alpha_0$ — угол между продольной осью ротора d и осью фазы A (см. рис. 71-4); α_0 — угол отставания оси d от оси фазы A при $t = 0$. Тогда проекции комплекса $\tilde{I}_{\alpha,\beta}$ на направления осей фаз, найденные с помощью (69-23), дадут токи фаз:

$$\left.\begin{aligned} i_A &= \operatorname{Re} \tilde{I}_{\alpha,\beta} = \frac{\tilde{I} e^{j\alpha} + \tilde{I}^* e^{-j\alpha}}{2} = i_d \cos\alpha - i_q \sin\alpha; \\ i_B &= \operatorname{Re} \tilde{I}_{\alpha,\beta} \underline{a}^* = i_d \cos(\alpha - 2\pi/3) - i_q \sin(\alpha - 2\pi/3); \\ i_C &= \operatorname{Re} \tilde{I}_{\alpha,\beta} \underline{a} = i_d \cos(\alpha - 4\pi/3) - i_q \sin(\alpha - 4\pi/3). \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}63)$$

Для получения наиболее общих выражений для токов короткого замыкания в фазах статора в (73-63) нужно ввести токи i_d и i_q по (73-58), (73-59). Однако с целью упрощения ограничимся здесь случаем короткого замыкания из режима холостого хода, когда токи i_d и i_q вычисляются по (73-62). Тогда в машине с демпферной обмоткой

$$i_A = -\frac{E_{f\text{н}}}{\omega}\left\{\left[\frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}} - \frac{1}{L_d}\right)e^{-t/T'_1} + \left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_{d\,(\text{к})}}\right)e^{-t/T'_2}\right] \times \right.$$

$$\left. \times \cos(\omega t - \alpha_0) - \left[\left(\frac{1}{L''_d} + \frac{1}{L''_q}\right)\frac{\cos\alpha_0}{2} + \left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L''_q}\right)\frac{\cos(2\omega t - \alpha_0)}{2}\right] e^{-t/T''_{\text{a}}}\right\}, \qquad (73\text{-}64)$$

в машине без демпферной обмотки

$$i_A = -\frac{E_{fн}}{\omega}\left\{\left[\frac{1}{L_d} + \left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_d}\right)e^{-t/T'_f}\right]\cos(\omega t - \alpha_0) - \right.$$
$$\left. - \left[\left(\frac{1}{L'_d} + \frac{1}{L_q}\right)\frac{\cos\alpha_0}{2} + \left(\frac{1}{L'_d} - \frac{1}{L_q}\right)\frac{\cos(2\omega t - \alpha_0)}{2}\right]e^{-t/T''_a}\right\}. \qquad (73\text{-}65)$$

Выражения для токов в фазах B и C отличаются от выражений для тока фазы A только тем, что в них вместо угла α_0 входит угол $(\alpha_0 + 2\pi/3)$ для фазы B и угол $(\alpha_0 + 4\pi/3)$ для фазы C. Из (73-64) видно, что ток фазы A содержит три составляющие:

1) периодически изменяющийся с частотой ω ток, амплитуда которого, затухая, достигает установившегося значения $E_{fн}/\omega L_d$ (этот ток складывается из периодической составляющей и установившегося тока короткого замыкания);

2) часть апериодической составляющей тока с начальным значением, пропорциональным $\cos\alpha_0$, затухающая с постоянной времени T''_a;

3) и, наконец, часть апериодической составляющей тока, изменяющаяся с частотой 2ω, амплитуда которой затухает с постоянной времени T''_a.

Найдем наибольшее возможное значение мгновенного тока короткого замыкания фазы A. Анализ (73-64) показывает, что наибольший ток появляется через половину периода после возникновения короткого замыкания, когда $\omega t = \pi$, $\cos(\omega t - \alpha_0) = -\cos\alpha_0$ и мгновенный апериодический ток складывается с мгновенным периодическим током, совпадающим с ним по направлению. Очевидно, ток короткого замыкания через половину периода после начала процесса будет наибольшим, если $\cos\alpha_0 = \pm 1$, т. е. в том случае, когда короткое замыкание происходит при совпадении оси полюса с осью фазы A и угол $\alpha = -\alpha_0 = 0$ или π.

Периодическая и апериодическая составляющие тока фазы A статора при таких начальных условиях и установившийся ток короткого замыкания в фазе показаны на рис. 73-4. Из (73-64) при $\alpha_0 = 0$ и $\omega t = \pi$ или из рисунка следует, что наибольшее возможное мгновенное значение тока короткого замыкания из режима холостого хода, называемое ударным током короткого замыкания, равно:

$$i_{max} = \frac{2E_{fн}}{\omega L''_d} = \frac{2E_{fн}}{X''_d}. \qquad (73\text{-}66)$$

Напомним, что в этой формуле $E_{fн}$ — амплитуда ЭДС возбуждения, превосходящая в $\sqrt{2}$ раз действующее значение ЭДС $E_{fн(з)}$. Следует также иметь в виду, что (73-66) получено для таких постоянных времени T'_1, T'_2, T''_a, которые во много раз превосходят время $t = \pi/\omega$, прошедшее от начала процесса до появления наибольшего тока короткого замыкания. При таком допущении амплитуды состав-

ляющих тока короткого замыкания практически не отличаются от начальных значений и формула для i_{max} приобретает вид (73-66).

Ударным током короткого замыкания в обмотке статора и соответствующими экстремальными токами, которые появляются в то же мгновение в роторных контурах, определяются наибольшие электромагнитные силы, действующие на лобовые части обмоток машины и элементы магнитопровода. Согласно ГОСТ 183-74 синхронные

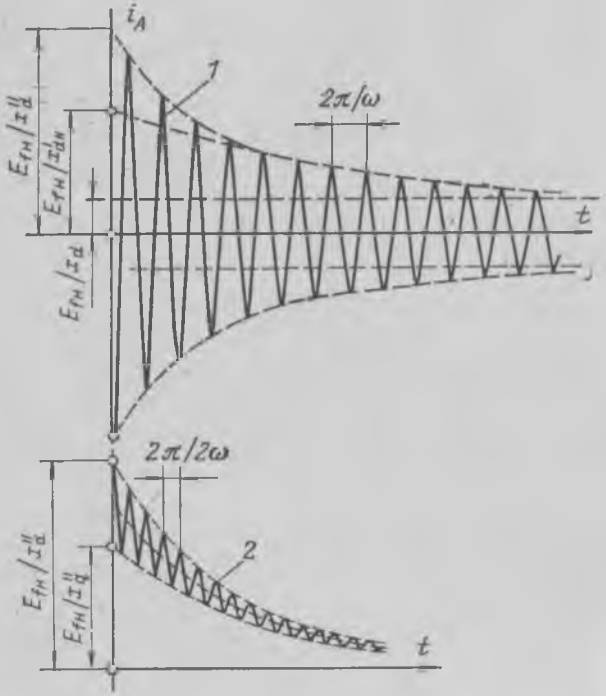


Рис. 73-4. Ток фазы A обмотки статора при коротком замыкании из режима холостого хода.

1 — периодическая составляющая и установившийся ток короткого замыкания; *2* — апериодическая составляющая.

машины должны выдерживать без повреждений симметричное короткое замыкание, возникшее в режиме холостого хода при напряжении, равном 1,05 номинального, когда $E_{fн} = 1{,}05\ U_н$ (здесь $U_н$ — амплитуда номинального фазного напряжения). В этом случае ударный ток, выраженный в относительных единицах (по отношению к амплитуде номинального тока, принятого за базу), составляет:

$$i_{*max} = \frac{i_{max}}{I_н} = \frac{2 \cdot 1{,}05 U_н}{I_н X''_d} = \frac{2{,}1}{X''_{*d}}. \qquad (73\text{-}67)$$

В машинах с демпферной обмоткой, сверхпереходное индуктивное сопротивление которых равно $X''_d = 0{,}12 \div 0{,}3$, ударный ток

может превосходить амплитуду номинального тока в 17,5—7 раз; в машинах без демпферной обмотки, сверхпереходное индуктивное сопротивление которых совпадает с переходным ($X''_d = X'_d = 0{,}25 \div 0{,}5$), — в 8,5—4,5 раза.

73-7. ТОКИ В ОБМОТКАХ РОТОРА

1) Машина без демпферной обмотки. Ток в обмотке возбуждения складывается из начального тока возбуждения, совпадающего с установившимся током ($i_{f\text{н}} = i_{f\text{у}}$), периодической ($i_{f\text{п}}$) и апериодической ($i_{f\text{а}}$) составляющих тока возбуждения. Для отыскания $i_{f\text{п}}$ и $i_{f\text{а}}$ можно воспользоваться теми же уравнениями, которые использовались для определения соответствующих составляющих тока в обмотке статора. Соотношение между апериодическими составляющими токов в обмотке возбуждения и в обмотке статора устанавливается из уравнения для потокосцепления обмотки возбуждения (73-45), откуда

$$i_{f\text{а}} = -\, i_{d\text{а}} \frac{L_{ad}}{L_f} = -\, i_{d\text{а}} \frac{L'_d - L_\sigma}{L_{f\sigma}}. \qquad (73\text{-}68)$$

Вводя в это выражение найденный выше ток $i_{d\text{а}}$ (73-57) и замечая, что в машине без демпферной обмотки $L''_d = L'_d$, $L''_q = L_q$, получаем:

$$i_{f\text{а}} = -\, \frac{1}{L_{f\sigma}} \left(1 - \frac{L_\sigma}{L'_d}\right) [\Psi_{d\text{н}} \cos \omega t + \Psi_{q\text{н}} \sin \omega t] e^{-t/T'_{\text{a}}}. \qquad (73\text{-}69)$$

Соотношение между периодическими составляющими токов в обмотке возбуждения и в обмотке статора было найдено выше в виде (73-23). Вводя в него периодическую составляющую тока статора по (73-25), получаем:

$$i_{f\text{п}} = -\, \frac{L_d}{L_{ad}} i_{d\text{п}} = \Psi_{d\text{н}} \frac{L_d - L'_d}{L'_d L_{ad}} e^{-t/T'_{\text{f}}}. \qquad (73\text{-}70)$$

Замечая, что

$$\frac{L_d - L'_d}{L'_d L_{ad}} = \frac{1}{L_{f\sigma}} \left(1 - \frac{L_\sigma}{L'_d}\right),$$

запишем общее выражение для тока в обмотке возбуждения

$$i_f = i_{f\text{н}} + \frac{L_d - L'_d}{L'_d L_{ad}} \left[\Psi_{d\text{н}} e^{-t/T'_{\text{f}}} - (\Psi_{d\text{н}} \cos \omega t + \Psi_{q\text{н}} \sin \omega t) e^{-t/T'_{\text{a}}}\right]. \qquad (73\text{-}71)$$

В частном случае при коротком замыкании из режима холостого хода, когда

$$\Psi_{d\text{н}} = \frac{E_{f\text{н}}}{\omega} = i_{f\text{н}} L_{ad}, \quad \Psi_{q\text{н}} = 0,$$

выражение для тока заметно упрощается

$$i_f = i_{f\text{н}} \left[1 + \frac{L_d - L'_d}{L'_d} \left(e^{-t/T'_{\text{f}}} - \cos \omega t e^{-t/T'_{\text{a}}}\right)\right]. \qquad (73\text{-}72)$$

2) Машина с демпферной обмоткой. Здесь также для определения апериодических и периодических составляющих токов можно воспользоваться теми же уравнениями, которые были составлены при анализе токов в обмотке статора.

Из уравнений для потокосцеплений роторных контуров (73-45) легко выразить апериодические составляющие токов роторных контуров i_{fa}, $i_{кda}$, i_{kqa} через уже известные токи i_{da} и i_{qa}:

$$\left.\begin{aligned} i_{fa} &= -\frac{L_{кd\sigma}L_{ad}}{L_f L_{кd} - L_{ad}^2} i_{da} = -\frac{L_d'' - L_\sigma}{L_{f\sigma}} i_{da}; \\ i_{кda} &= -\frac{L_{f\sigma}L_{ad}}{L_f L_{кd} - L_{ad}^2} i_{da} = -\frac{L_d'' - L_\sigma}{L_{кd\sigma}} i_{da}; \\ i_{kqa} &= -\frac{L_{ad}}{L_{кq}} i_{qa} = -\frac{L_q'' - L_\sigma}{L_{кq\sigma}} i_{qa}. \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}73)$$

Подставляя в (73-73) токи i_{da} и i_{qa} по (73-57), получаем:

$$\left.\begin{aligned} i_{fa} &= -\frac{1}{L_{f\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L_d''}\right)[\Psi_{dн}\cos\omega t + \Psi_{qн}\sin\omega t]e^{-t/T_a''}; \\ i_{кda} &= -\frac{1}{L_{кd\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L_d''}\right)[\Psi_{dн}\cos\omega t + \Psi_{qн}\sin\omega t]e^{-t/T_a''}; \\ i_{kqa} &= -\frac{1}{L_{кq\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L_q''}\right)[\Psi_{qн}\cos\omega t - \Psi_{dн}\sin\omega t]e^{-t/T_a''}. \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}74)$$

Периодические составляющие токов продольных роторных контуров $i_{fп}$ и $i_{кdп}$ содержат «медленные» части, затухающие с постоянной времени T_1', и «быстрые» части, затухающие с постоянной времени T_2' [см. (73-29)]. Начальные значения этих составляющих при $t = 0$ могут быть найдены, исходя из того, что сумма периодической и апериодической составляющих в это мгновение должна равняться нулю:

$$i_{fн} = i_{fп(t-0)} + i_{fa(t-0)} = 0; \quad i_{кdн} = i_{kdп(t-0)} + i_{кda(t-0)} = 0,$$

откуда

$$\left.\begin{aligned} i_{fп(t-0)} &= i_{f0} = i_{f1} + i_{f2} = -i_{fa(t-0)} = \frac{1}{L_{f\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L_d''}\right)\Psi_{dн}; \\ i_{кd(t-0)}\, i_{кd0} &= i_{кd1} + i_{кd2} = -i_{кda(t-0)} = \frac{1}{L_{кd\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L_d''}\right)\Psi_{dн}. \end{aligned}\right\} \qquad (73\text{-}75)$$

Нетрудно убедиться в том, что выражения (73-75) совпадают с (73-33). Теперь остается выделить из (73-75) начальные значения медленных (i_{f1}, $i_{кd1}$) и быстрых (i_{f2}, $i_{кd2}$) частей затухающих токов. При достаточно большом сопротивлении демпферной обмотки, т. е. при $R_{кd} \gg R_f$, можно считать, что медленная (переходная) составляющая тока возбуждения не отличается от периодической составляющей тока возбуждения в той же машине, но без демпферной

обмотки [см. (73-70)]. Тогда начальное значение медленно затухающего тока возбуждения

$$i_{f1} = \Psi_{d\text{н}} \frac{L_d - L'_d}{L'_d L_{ad}} = \frac{\Psi_{d\text{н}}}{L_{f\sigma}} \left(1 - \frac{L_\sigma}{L'_d}\right). \qquad (73\text{-}76)$$

После этого из (73-75) можно найти начальное значение быстро затухающего тока возбуждения

$$i_{f2} = i_{f0} - i_{f1} = -\frac{L_\sigma}{L_{f\sigma}} \left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d}\right) \Psi_{d\text{н}}. \qquad (73\text{-}77)$$

Пренебрегая весьма незначительной медленной частью тока демпферной обмотки, из (73-75) находим начальное значение быстрой части этого тока

$$i_{\text{к}d2} \approx i_{\text{к}d0} = \frac{1}{L_{\text{к}d\sigma}} \left(1 - \frac{L_\sigma}{L''_d}\right) \Psi_{d\text{н}}. \qquad (73\text{-}78)$$

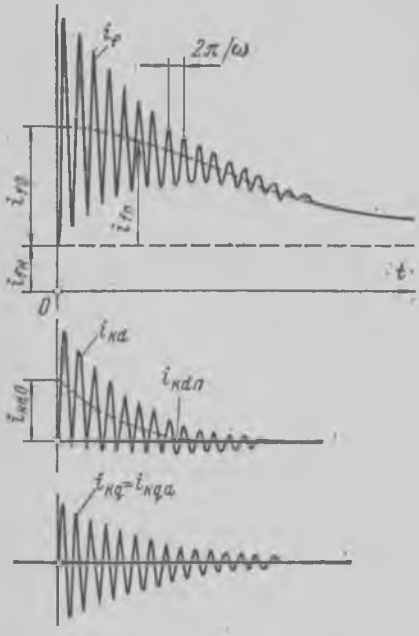


Рис. 73-5. Токи в роторных контурах при коротком замыкании из режима холостого хода.

Более точные значения медленных составляющих токов i_{f1}, $i_{\text{к}d1}$ могут быть получены решением системы (73-39), они равны:

$$i_{f1} = \frac{i_{f0} + i_{\text{к}d0} \dfrac{L'_{ad}}{L'_f}}{\left(1 + \dfrac{T'_{\text{к}d}}{T'_f}\right)}; \qquad (73\text{-}79)$$

$$i_{\text{к}d1} = \frac{i_{\text{к}d0} + i_{f0} \dfrac{L'_f}{L'_{ad}}}{\left(1 + \dfrac{T'_f}{T'_{\text{к}d}}\right)}. \qquad (73\text{-}80)$$

После уточнения токов i_{f1}, $i_{\text{к}d1}$ токи i_{f2} и $i_{\text{к}d2}$ определяются из (73-75). Легко проверить, что при $T'_f \gg T'_{\text{к}d}$ уравнение (73-79) совпадает с (73-76), а (73-80) дает $i_{\text{к}d1} = 0$ и ток $i_{\text{к}d2}$ по (73-78).

Начальное значение периодической составляющей тока поперечной демпферной обмотки определяется аналогично с помощью (73-74)

$$i_{\text{к}q\text{п}(t=0)} = i_{\text{к}q0} = -i_{\text{к}q\text{н}(t=0)} = -\frac{1}{L_{\text{к}q\sigma}} \left(1 - \frac{L_\sigma}{L''_q}\right) \Psi_{q\text{н}}. \qquad (73\text{-}81)$$

Окончательные выражения для тока в обмотке возбуждения и токов продольной и поперечной демпферной обмотки при симметричном коротком замыкании получаем, складывая найденные выше

составляющие токов по (73-74), (73-78) или более точно по (73-79), (73-80):

$$i_f = i_{f\text{н}} + i_{f\text{а}} + i_{f\text{п}} = i_{f\text{н}} + i_{f\text{а}} + i_{f1}e^{-t/T'_1} + i_{f2}e^{-t/T'_2};$$

$$i_{\text{к}d} = i_{\text{к}d\text{а}} + i_{\text{к}d\text{п}} = i_{\text{к}d\text{а}} + i_{\text{к}d1}e^{-t/T'_1} + i_{\text{к}d2}e^{-t/T'_2};$$

$$i_{\text{к}q} = i_{\text{к}q\text{а}} + i_{\text{к}q\text{п}} = i_{\text{к}q\text{а}} + i_{\text{к}q0}e^{-t/T'_{\text{к}q}}. \qquad (73\text{-}82)$$

При коротком замыкании из режима холостого хода в случае $T'_f > T'_{\text{к}d}$ уравнения для токов роторных контуров приобретают вид:

$$i_f = i_{f\text{н}}\left\{1 + \frac{L_{ad}}{L_{f\sigma}}\left[\left(1 - \frac{L_\sigma}{L'_d}\right)e^{-t/T'_1} - L_\sigma\left(\frac{1}{L''_d} - \frac{1}{L'_d}\right)e^{-t/T'_2} - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \left(1 - \frac{L_\sigma}{L''_d}\right)e^{-t/T''_{\text{а}}}\cos\omega t\right]\right\};$$

$$i_{\text{к}d} = i_{f\text{н}}\frac{L_{ad}}{L_{\text{к}d\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L''_d}\right)\left(e^{-t/T'_2} - e^{-t/T''_{\text{а}}}\cos\omega t\right);$$

$$i_{\text{к}q} = i_{f\text{н}}\frac{L_{ad}}{L_{\text{к}q\sigma}}\left(1 - \frac{L_\sigma}{L''_q}\right)e^{-t/T''_{\text{а}}}\sin\omega t. \qquad (73\text{-}83)$$

Токи роторных контуров в этом частном случае показаны на рис. 73-5.

ПРОВОДНИКОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ И ТРАНСФОРМАТОРАХ

1. Медь. Для изготовления проводов обмоток электрических машин и трансформаторов применяют электротехническую проводниковую медь марок МО и М1 по ГОСТ 859-66 (см. табл. П-1), получаемую путем гальванической очистки в электролитических ваннах и отличающуюся крайне низким содержанием посторонних примесей (медь марки МО содержит 99,95% Cu).

Из электротехнической меди по ГОСТ 193-67 изготавливается круглая медная проволока двух марок: МТ — твердая (неотожженная) и ММ — мягкая (отожженная). Диапазон диаметров этой проволоки 0,03—10 мм.

Таблица П-1

Физические свойства электротехнических проводниковых материалов

Наименование	Медь	Алюминий
Температура плавления, °С	1083	660
Плотность при 20°С, г/см³	8,93	2,7
Температурный коэффициент линейного расширения, $°C^{-1}$	$16{,}4 \cdot 10^{-6}$	$24 \cdot 10^{-6}$
Теплоемкость, Дж/(кг · °С)	390	240
Теплопроводность, Вт/(м · °С)	375	305
Удельное электрическое сопротивление при 20°С, Ом · м	$0{,}0175.10^{-6}$	$0{,}0283.10^{-6}$
Температурный коэффициент сопротивления, $°C^{-1}$	0,004	0,004
Предел прочности при растяжении, МПа	170—250	50—90
Предел текучести, МПа	40— 60	30—45

Прямоугольная медная проволока по ГОСТ 434-71 изготавливается также двух марок: МГТ — твердая (неотожженная) и МГМ — мягкая (отожженная).

Диапазон размеров этой проволоки: меньшая сторона 0,83—12,5 мм; большая 2,1—35 мм.

2. Алюминий. Алюминий как проводниковый материал весьма широко применяется в трансформаторостроении, реже — в электромашиностроении. Для изготовления шин и проводов используется проводниковый алюминий технической чистоты марок А6, А5, АЕ (по ГОСТ 11069-71). Эти марки содержат не менее 99,5—99,6% Al (табл. П-1).

Алюминиевая проволока для электротехнических целей изготавливается из алюминия марки АЕ. В соответствии с ГОСТ 6132-71 круглая алюминиевая проволока выпускается трех марок: АТ — твердая, АПТ — полутвердая, АМ — мягкая (диапазон диаметров 0,08—10 мм); прямоугольная алюминиевая проволока по ГОСТ 10687-63 — только двух марок АТ и АМ (диапазон размеров меньшей стороны 1,56—12,5 мм; большей 2,1—45 мм).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

ЛИТЕРАТУРА КО ВСЕМ РАЗДЕЛАМ

1. **Петров Г. Н.** Электрические машины. Ч. I — М.: Энергия, 1974. — 240 с. Ч. 2 — М.: Энергия, 1963. — 416 с. Ч. 3 — М.: Энергия, 1968. — 223 с.
2. **Костенко М. П.** Электрические машины. Часть специальная — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1949. — 712 с.
3. **Костенко М. П.** и **Пиотровский Л. М.** Электрические машины. Ч. 1, 2 — Л.: Энергия, 1972—1973. — 544, 648 с.
4. **Вольдек А. И.** Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974. — 782 с.
5. **Важнов А. И.** Электрические машины — Л.: Энергия, 1974. — 840 с.
6. **Сергеев П. С.** Электрические машины — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1962. — 280 с.
7. **Алексеев А. Е.** Конструкция электрических машин — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958. — 426 с.
8. **Виноградов Н. В.** Производство электрических машин — М.: Энергия, 1970. — 288 с.
9. **Бертинов А. И.** Электрические машины авиационной автоматики — М.: Оборонгиз, 1961. — 450 с.
10. **Хрущев В. В.** Электрические микромашины автоматических устройств — Л.: Энергия, 1976. — 384 с.
11. **Юферов Ф. М.** Электрические машины автоматических устройств — М.: Высшая школа, 1976. — 416 с.
12. **Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.** Электрические машины и микромашины — М.: Высшая школа, 1971, 432 с.
13. **Электротехнический** справочник. Т. 1. Под общей ред. П. Г. Грудинского и др. Изд. 5, исправл. — М.: Энергия, 1974. — 776 с.
14. **Корн Г. и Корн Т.** Справочник по математике: Пер. с английского — М.: Наука, 1970. — 720 с.

Литература к части 1

15. **Петров Г. Н.** Трансформаторы — М.: ОНТИ, 1934. — 446 с.
16. **Тихомиров П. М.** Расчет трансформаторов — М.: Энергия, 1976. — 544 с.
17. **Сапожников А. В.** Конструирование трансформаторов — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959. — 360 с.
18. **Испытания** мощных трансформаторов и реакторов/ Г. В. Алексеенко, А. К. Ашрятов, Е. В. Веремей, Е. С. Фрид — М.: Энергия, 1978. — 520 с.
19. **Каганович Е. А.** Испытание трансформаторов малой и средней мощности на напряжение до 35 кВ включительно — М.: Энергия, 1969. — 293 с.
20. **Фарбман С. А., Бун А. Ю., Райхлин И. М.** Ремонт и модернизация трансформаторов — М.: Энергия, 1974. — 616 с.
21. **Васютинский С. Б.** Вопросы теории и расчета трансформаторов — Л.: Энергия, 1970. — 429 с.

Литература к части 2

22. **Поливанов К. М.** Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными — М.: Энергия, 1972. — 240 с.

23. **Жуховицкий Б. Я., Негневицкий И. Б.** Теоретические основы электротехники. Ч. 2. Линейные электрические цепи (продолжение). Нелинейные электрические цепи. — М.: 1972. — 200 с.
24. **Поливанов К. М.** Теоретические основы электротехники. Ч. 3. Теория электромагнитного поля — М.: Энергия, 1975. — 208 с.
25. **Адкинс Б.** Общая теория электрических машин. Пер. с англ. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960. — 272 с.
26. **Уайт Д., Вудсон Г.** Электромеханическое преобразование энергии. Пер. с англ. — М.—Л.: Энергия, 1964. — 528 с.
27. **Копылов И. П.** Электромеханическое преобразование энергии — М.: Энергия, 1973. — 400 с.
28. **Иванов-Смоленский А. В.** Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование — М.: Энергия, 1969. — 304 с.
29. **Шуйский В. П.** Расчет электрических машин. Пер. с нем. — Л.: Энергия, 1968. — 731 с.
30. **Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. И.** Проектирование электрических машин — М: Энергия, 1969. — 632 с.
31. **Постников И. М.** Проектирование электрических машин — Киев: Гостехиздат УССР, 1960. — 910 с.
32. **Лившиц-Гарик М.** Обмотки машин переменного тока. Пер. с англ. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958. — 766 с.
3. **Кучера Я., Гапл И.** Обмотки электрических машин. Пер. с чешск. — Прага: Изд-во Академии наук, 1963. — 982 с.
34. **Обмотки** электрических машин/В. И. Зимин, М. Я. Каплан, А. М. Палей и др. — Л.: Энергия, 1970. — 475 с.
35. **Данилевич Я. Б., Кашарский Э. Г.** Добавочные потери в электрических машинах — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 214 с.
36. **Данилевич Я. Б., Кулик Ю. А.** Теория и расчет демпферных обмоток синхронных машин — М.: Изд-во АН СССР, 1962. — 137 с.
37. **Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я.** Параметры электрических машин переменного тока — М.: Наука, 1965. — 339 с.
38. **Талалов И. И.** Параметры и характеристики явнополюсных синхронных машин — М.: Энергия, 1978. — 264 с.

Литература к части 3

39. **Детинко Ф. М., Загородная Г. А., Фастовский В. М.** Прочность и колебания электрических машин — Л.: Энергия, 1969. — 440 с.
40. **Шлыгин В. В.** Прочностные и размерные расчеты электрических машин — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 320 с.
41. **Филиппов И. Ф.** Основы теплообмена в электрических машинах — Л.: Энергия, 1974. — 384 с.
42. **Борисенко А. И., Данько В. Г., Яковлев А. И.,** Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах — М.: Энергия, 1974. — 560 с.
43. **Бернштейн Л. М.** Изоляция электрических машин общепромышленного применения — М.: Энергия, 1971. — 368 с.

Литература к части 4

44. **Геллер Б., Гамата В.** Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. Пер. с чешск. — М.: Энергия, 1964. — 263 с.
45. **Сыромятников И. А.** Режимы работы асинхронных и синхронных электродвигателей — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1953. — 528 с.
46. **Харитонов А. М.** Многоскоростные электродвигатели — М. — Л.: Госэнергоиздат, 1954. — 224 с.
47. **Лопухина Е. М., Сомихина Г. С.** Расчет асинхронных микродвигателей однофазного и трехфазного тока — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961. — 380 с.

48. **Свечарник Д. Б.** Дистанционные передачи — М.: Энергия, 1974. — 416 с.
49. **Микродвигатели** для систем автоматики (технический справочник)/Под ред. Э. А. Лодочникова и Ф. М. Юферова — М.: Энергия, 1969. — 242 с.
50. **Лопухина Е. М., Сомихина Г. С.** Асинхронные микромашины с полым ротором — М.: Энергия, 1967. — 488 с.
51. **Гурин Я. С., Кузнецов Б. И.** Проектирование серий электрических машин — М.: Энергия, 1978. — 480 с.
52. **Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д.** Управляемые асинхронные двигатели — Л.: Энергия, 1965. — 200 с.

Литература к части 5

53. **Проектирование** гидрогенераторов/В. В. Домбровский, А. С. Еремеев, П. И. Иванов и др. Т. 1 — Л.: Энергия, 1965. — 258 с. Т. 2 — Л.: Энергия, 1968. — 364 с.
54. **Синхронные** компенсаторы/С. И. Гольденберг, Л. С. Моз, З. Б. Нейман, В. З. Пекне. — М.: Энергия, 1969. 287 с.
55. **Титов В. В.** и др. Турбогенераторы/Титов В. В., Хуторецкий Г. М., Загородная Г. А. и др. — Л.: Энергия, 1967. — 895 с.
56. **Абрамов А. И., Иванов-Смоленский А. В.** Расчет и конструкция гидрогенераторов — М.: Высшая школа, 1964. — 259 с.
57. **Технология** крупного электромашиностроения. Т. 1. Турбогенераторы. Т. 2. Гидрогенераторы/Д. М. Блюменкранц и др. — Л.: Энергия, 1966. — 335, 323 с.
58. **Осин И. Л., Колесников В. П., Юферов Ф. М.** Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами — М.: Энергия, 1976. — 232 с.
59. **Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н.** Электрические машины с постоянными магнитами — М.: Энергия, 1964. — 400 с.
60. **Постников И. М., Ралле В. В.** Синхронные реактивные двигатели — Киев: Техніка, 1970.
61. **Альпер Н. Я., Терзян А. А.** Индукторные генераторы — М.: Энергия, 1970. — 192 с.
62. **Ахметжанов А. А.** Синхронно-следящие системы повышенной точности — М.: Оборонгиз, 1962.

Литература к части 6

63. **Бертинов А. И., Варлей В. В.** Электрические машины с катящимся ротором — М.: Энергия, 1969. — 200 с.
64. **Гурин Я. С., Курочкин М. Н.** Проектирование машин постоянного тока — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961. — 351 с.
65. **Рабинович И. Н., Шубов И. Г.** Проектирование электрических машин постоянного тока — Л.: Энергия, 1967. — 504 с.
66. **Толвинский В. А.** Электрические машины постоянного тока — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1956. — 468 с.
67. **Овчинников И. Е., Лебедев Н. И.** Бесконтактные двигатели постоянного тока автоматических устройств — Л.: Наука, 1966. — 187 с.
68. **Двигатели** постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами — Л.: Наука, 1972. — 170 с.
69. **Бертинов А. И., Алиевский Б. Л., Троицкий С. Р.** Униполярные электрические машины — М.: Энергия, 1966. — 312 с.
70. **Сандлер А. С.** Регулирование скорости вращения асинхронных двигателей — М.: Энергия, 1966. — 320 с.
71. **Костенко М. П., Гнедин Л. П.** Теория и расчет трехфазных коллекторных машин и каскадных систем — М.—Л.: Наука, 1964. — 380 с.

Литература к части 7

72. **Горев А. А.** Переходные процессы синхронной машины — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1950. — 552 с.

73. **Грузов Л. Н.** Методы математического исследования электрических машин — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1953. — 264 с.

74. **Казовский Е. Я.** Переходные процессы в электрических машинах переменного тока — М.—Л.: Изд-во АН СССР, 1962. — 624 с.

75. **Кимбарк Э.** Синхронные машины и устойчивость электрических систем — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1960. — 392 с.

76. **Ковач К. П., Рац И.** Переходные процессы в машинах переменного тока/Пер. с венгер. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963. — 744 с.

77. **Сорокер Т. Г.** Переходные процессы синхронных машин — М.: Высшая школа, 1960. — 48 с.

78. **Веников В. А.** Переходные электромеханические процессы в электрических системах — М.: Высшая школа, 1970. — 472 с.

79. **Конкордия Ч.** Синхронные машины — переходные и установившиеся процессы — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959. — 272 с.

80. **Лайбл Т.** Теория синхронной машины при переходных процессах — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1957. — 168 с.

81. **Трещев И. И.** Методы исследования электромагнитных процессов в машинах переменного тока — Л.: Энергия, 1969. — 235 с.

82. **Урусов И. Д.** Линейная теория колебаний синхронной машины. — М.—Л.: Изд-во АН СССР — 1960. — 167 с.

83. **Постников И. М.** Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин — Киев: Техніка, 1966. — 436 с.

Автомат гашения поля 509
Автотрансформатор 104
Асинхронизированная синхронная машина 698
Асинхронные двигатели с двойной беличьей клеткой 432
Асинхронный генератор с самовозбуждением 462
— двигатель дуговой 471
— — линейный 471
— — многоскоростной 437
— — однофазный 450
— — с пусковой обмоткой 455
— — — — экранированными полюсами 460
— — с глубокими пазами на роторе 431
— — — короткозамкнутым ротором 365, 368
— — — массивным ротором 466
— — — полым немагнитным ротором 467
— — — фазным ротором 366, 372
— конденсаторный двигатель 458
— момент синхронного двигателя входной 626
— — — — максимальный 626
— — — — начальный пусковой 626
— преобразователь частоты 462
— режим синхронной машины 628
— тахогенератор 476
— управляемый двигатель 473

Векторная диаграмма трансформатора 50
Включение синхронных машин на параллельную работу способом асинхронного пуска 625
— — — — — — — самосинхронизации 618
— — — — — — — точной синхронизации 616
— — — — — — — частотного пуска 623
Внешняя характеристика трансформатора 84
Волна МДС вращающаяся 239
— — пульсирующая 238
Вращающийся трансформатор 477
Временная комплексная функция 243

Гашение магнитного поля возбуждения 509
Генератор постоянного тока с возбуждением независимо-последовательным 744
— — — — — независимым 744
— — — — — параллельно-последовательным 748
— — — — — параллельным 748
Генератор постоянного тока с двойной полюсной системой 767
— — — — поперечным возбуждением 768
— — — — продольным комбинированным возбуждением 767
Гидравлическое сопротивление 357
Главная индуктивность якоря синхронной машины по поперечной оси 865
— — — — — — продольной оси 865
Главное индуктивное сопротивление обмотки трансформатора 39
— — — якоря синхронной машины 540
— — — — — — по поперечной оси 540
— — — — — — — продольной оси 540
— сопротивление обмотки статора асинхронной машины 381
Группа соединения трансформатора 66

Датчик положения ротора 789
Двигатель постоянного тока с беспазовым якорем 772
— — — — возбуждением параллельно-последовательным 756
— — — — — последовательным 760
— — — — печатным якорем 772
— — — — полупроводниковым коммутатором 781
— с электромагнитной редукцией 187
Диаграмма асинхронной машины 392
— круговая асинхронной машины 422
— синхронного генератора при несимметричной нагрузке 647
— синхронной машины неявнополюсной (без учета насыщения) 545
— — — — (с учетом насыщения) 551
— — — явнополюсной (без учета насыщения) 549
— — — — (с учетом насыщения) 560

Емкостная электрическая машина 6

Зубцовые высшие гармонические МДС 236

Изменение вторичного напряжения трансформатора 84
Импульсные испытательные напряжения трансформаторов 136
Индуктивная электрическая машина 6
Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки трансформатора 48
Индуктивность взаимная между фазой якоря и роторным контуром синхронной машины 857
— главная демпферной обмотки синхронной машины по поперечной оси 858

Индуктивность главная демпферной обмотки синхронной машины по продольной оси 858
— — многофазной обмотки 281
— — обмотки возбуждения синхронной машины 858
— — фазы якоря синхронной машины 854
— обмотки статора сверхпереходная по поперечной оси 893
— — — — — продольной оси 891
— рассеяния обмотки 286
— — — возбуждения синхронной машины 859
— — — демпферной синхронной машины по поперечной оси 859
— — — — — — — продольной оси 859
— фазы якоря (статора) синхронной машины для токов нулевой последовательности 861
Индуктор синхронной машины 490
Индуктивный синхронный генератор с постоянным потоком зубца ротора 680
— — — — пульсирующим потоком зубца ротора 680
— — двигатель реактивный 682
— — — с постоянными магнитами 682
Индукционный регулятор напряжения 464
Искажение симметрии напряжений трансформатора 123

Каскад электрический 802
— электромеханический 805
Катушечная группа 198
Класс нагревостойкости изоляции 334
Коллекторный двигатель однофазный с последовательным возбуждением 806
— — — универсальный 809
— — репульсионный Дери 811
— — — Томпсона 809
— — трехфазный с питанием со стороны ротора 795
— — — — — — — статора и параллельным возбуждением 798
Коммутация тока якоря замедленная 739
— — — прямолинейная 738
— — — ускоренная 739
Коэффициент влияния немагнитных промежутков 379
— — пазов 255
— возбужденности синхронной машины 594
— гармонической поля возбуждения 262
— демпфирования 633
Коэффициент зазора 225, 520, 527
— заполнения пакета сталью 378
— — сечения сталью 524
— искажения синусоидальности кривой линейного напряжения в трехфазных генераторах 514
— — — — напряжения 278
— местного гидравлического сопротивления 358
— насыщения 519
— — зубцового слоя 377
— обмоточный 273
— повышения магнитных потерь 325
— потока возбуждения 515
— приведения напряжения ротора 399
— — сопротивления ротора 399
— — тока ротора 399
— распределения 231
— реакции якоря по поперечной оси 538
— — — — продольной оси 538
— трансформации 35
— увеличения сопротивления обмотки 315
— укорочения 229
— формы кривой индукции 362, 376
— — поля возбуждения 515
— — — демпферной обмотки по поперечной оси 851
— — — — — — продольной оси 851
— — — по поперечной оси 537
— — — — продольной оси 535
— — ЭДС 516
КПД асинхронного двигателя 395
— машины постоянного тока 736
— трансформатора 88
Кратность максимального момента синхронного двигателя 600
— предельного установившегося напряжения возбуждения 511
Критическая угловая скорость 347

Линейная нагрузка якоря машины постоянного тока 724
— токовая нагрузка 362

Магнитопровод гладкий 169
— зубчатый 169
— когтеобразный 167
— трансформатора броневой 25
— — бронестержневой 63
— — ленточный 28
— — плоский трехфазный 63
— — пространственный трехфазный 63
— — стержневой 24
— — шихтованный 26
Максимальная мощность синхронной машины 599

Машина постоянного тока вентильная 700, 780
— — — коллекторная 700
— — — магнитогидродинамическая 775
— — — с полупроводниковым коммутатором 780
— — — — постоянными магнитами 765
— — — униполярная 773
Машинная постоянная 362
МДС многофазной обмотки 245
— периодической системы катушек 225
— — — токов 221
— фазы 231
— якоря машины постоянного тока поперечная 724
— — — — — продольная 724
— — синхронной машины по поперечной оси 532
— — — — — продольной оси 532
Модель периода машины 310
— — обмотки 205
Модуль резонанса для гармонической составляющей момента 636
Мощность механическая 309
— — асинхронной машины 414
— электрическая 308
— электромагнитная 307
— — асинхронной машины 413
— — синхронной машины 565, 597

Намагничивающий ток асинхронной машины 391
Напряжение короткого замыкания трансформатора 83
— между коллекторными пластинами максимальное 742
— — — — среднее 742
Недовозбужденная синхронная машина 605
Неравномерность угловой скорости 636
Номинальная скорость нарастания напряжения возбудителя 511

Обмотка вентильных двигателей постоянного тока замкнутая 782
— — — — — лучевая 782
— — — — — параллельная 783
— — — — — последовательная 783
— — — — — с нереверсивным питанием 782
— — — — — — реверсивным питанием 783
— трансформатора вторичная 18
— — высшего напряжения (ВН) 21, 64
— — дисковая чередующаяся 23
— — концентрическая цилиндрическая 23
— — низшего напряжения (НН) 21, 64
— — первичная 18
Обмотка электрической машины возбуждения 211
— — — волновая 201
— — — двухрядная 165
— — — двухслойная 165, 194
— — — демпферная или пусковая 503, 610
— — — кольцеобразная 167
— — — многопериодная 205
— — — многофазная 167, 194
— — — однопериодная 205
— — — однослойная 165
— — — однофазная 167
— — — первоначальная 208
— — — петлевая 198
— — — распределенная 167
— — — с дробным числом пазов на полюс и фазу 207
— — — сосредоточенная 167
— — — стержневая 204
— — — с целым числом пазов на полюс и фазу 197
— — — тороидальная разноименнополюсная 167
— — — цилиндрическая разноименнополюсная 164
— якоря машины постоянного тока волновая 712
— — — — — комбинированная 714
— — — — — петлевая 709
Обратимость электрических машин 14
Односторонняя сила радиального магнитного притяжения 345
Однофазный сельсин 481
Одноякорный преобразователь переменного тока в постоянный 778
— — постоянного тока 777
— электромашинный усилитель с поперечным возбуждением 771
Опыт короткого замыкания трансформатора 79
— холостого хода трансформатора 77
Отношение короткого замыкания синхронной машины 578
Охлаждение косвенное 355
— непосредственное 355

Параллельная ветвь фазы 198
— работа генераторов постоянного тока 752
Перевозбужденная синхронная машина 605
Переходный процесс в асинхронной машине при включении в сеть 842
— — — — — — отключении от сети 834
— — — — симметричном коротком замыкании 848
— — — синхронной машине при изменении возбуждения 869

Переходный процесс в асинхронной машине при симметричном коротком замыкании обмотки статора 883
Период коммутации 737
Пик-трансформаторы 144
Полное сопротивление якоря синхронной машины 542
Полюсное деление 164
Постоянная времени демпферной обмотки по поперечной оси при короткозамкнутой обмотке статора 892
— — — — — продольной оси 873
— — — — — — — при короткозамкнутой обмотке статора 882
— — затухания колебаний ротора 633
— — — переходных токов по продольной оси 889
— — — сверхпереходных токов по продольной оси 889
— — нагревания 351
— — обмотки возбуждения 873
— — — — при короткозамкнутой обмотке статора 888
— — трансформатора при коротком замыкании 133
Потери магнитные 319
— — добавочные 320
— — трансформатора 40
— механические 438
— нагрузочные добавочные 327
— электрические 313
Приведенная высота элементарного проводника 316
Принцип обратимости электрических машин 14
Пространственно-временная комплексная функция 243

Расчетная длина магнитопровода 220
— мощность 362
Расчетный коэффициент полюсного перекрытия 362, 515
Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя введением в цепь ротора дополнительной ЭДС 442
— — — — — изменением активного сопротивления в цепи ротора 441
— — — — — — напряжения 440
— — — — — — частоты тока 437
— — — — — — числа пар полюсов обмотки 437
— — — — — искажением симметрии напряжений 441
— — — в каскадном соединении двух асинхронных машин 438
Режим генератора в асинхронной машине 406
— двигателя в асинхронной машине 405
Режим короткого замыкания в асинхронной машине 383, 408
— работы номинальный 333
— тормоза в асинхронной машине 407
— холостого хода в асинхронной машине 374, 382
Результирующие комплексные функции 819
Ресинхронизация синхронной машины 630

Синхронизированный асинхронный двигатель 612
Синхронная индукторная машина одноименнополюсная 677
— — — разноименнополюсная 677
— машина в обращенном исполнении 490
— — двойного питания 696
— — неявнополюсная 504
— — с когтеобразными полюсами 674
— — — постоянными магнитами 687
— — явнополюсная 496
Синхронный генератор однофазный с электромагнитным возбуждением 670
— гидрогенератор 492
— двигатель гистерезисный 691
— реактивный 612
— — — многофазный 671
— — — однофазный 673
— — с гибким волновым ротором 686
— — — катящимся ротором 683
— — — электромагнитной редукцией частоты вращения 681
— компенсатор 494, 612
— обратимый генератор-двигатель 493
— турбогенератор 493
Система возбуждения вентильная независимая 512
— — — — бесщеточная 513
— — — самовозбуждения 512
— — электромашинная косвенная 512
— — — прямая 512
Скольжение ротора 386
Сопротивление взаимной индукции трансформатора 79, 92
— короткого замыкания трансформатора 80, 94
— нулевой последовательности трансформатора 126
— обмотки якоря синхронной машины для токов нулевой последовательности 644
— — — — — — — обратной последовательности 639
— — — — — — — прямой последовательности 638

Статическая перегружаемость синхронной машины 599
Схема замещения асинхронной машины 402
— — трансформатора 52
— тепловых цепей машины 353

Тепловое сопротивление 350
Тиристорный двигатель постоянного тока 788
Ток двухфазного короткого замыкания трансформатора 129
— намагничивающий трансформатора 45
— однофазного короткого замыкания трансформатора 128
— трехфазного короткого замыкания трансформатора 81
— холостого хода асинхронного двигателя 380
— якоря синхронной машины поперечный 532
— — — — продольный 532
Транзисторный микродвигатель постоянного тока 783
Транспозиция элементарных проводников 316
Трансформатор 6, 7
— двухобмоточный 61
— для дуговой электросварки 142
— — испытания изоляционных конструкций 143
— — преобразования трехфазной системы в двухфазную 140
— — — частоты 141
— масляный 147, 154
— многообмоточный 98
— напряжения 144
— однофазный 7, 19
— с вращающимся полем для преобразования числа фаз и частоты 464
— — переключением ответвлений без возбуждения 89, 153
— — плавным регулированием напряжения 142
— — расщепленной обмоткой 103
— — регулированием напряжения под нагрузкой 90, 153
— сухой 147, 154
— тока 144
— трехобмоточный 98
— трехфазный 61
— — групповой 61, 74
Треугольник короткого замыкания синхронного генератора 578
— — — трансформатора 80
Трехфазная группа однофазных трансформаторов 61, 74
Трехфазный коллекторный двигатель с последовательным возбуждением 800
Угловая частота свободных колебаний ротора 634
Угол короткого замыкания трансформатора 80
Ударный ток короткого замыкания синхронной машины 898
Удельная сила магнитного тяжения 305, 344
Удельный синхронизирующий момент синхронной машины 603
Уравнительное соединение якорной обмотки 714
Условие максимума КПД трансформатора 88
— устойчивости режима работы асинхронного двигателя 434
Условия втягивания в синхронизм 618
— однонаправленного преобразования энергии 189, 192
— самовозбуждения генератора постоянного тока 748
— — синхронного генератора при емкостной нагрузке 582
— устойчивости параллельной работы синхронной машины 600
Установившийся ток короткого замыкания синхронной машины двойного однофазного 650
— — — — — — двухфазного 650
— — — — — — однофазного 650

Фазорегулятор 463
Форсировка возбуждения 511

Характеристика генератора постоянного тока внешняя 744, 750
— — — — нагрузочная 744
— — — — регулировочная 744, 746
— двигателя постоянного тока механическая 754
— — — — моментная 755
— — — — электромеханическая 755
— машины постоянного тока намагничивания 727
— — — — холостого хода 727
— механическая асинхронной машины 411
— намагничивания асинхронной машины 381
— — синхронного генератора 525
— — трансформатора 36
— синхронного генератора внешняя 572
— — — короткого замыкания 575
— — — нагрузочная 579
— синхронной машины угловая активной мощности 598
— — — — реактивной мощности 604
— — — U-образная 605
— холостого хода асинхронной машины 381

Характеристика холостого хода синхронного генератора 524
— — — трансформатора 33, 37
Характеристики рабочие асинхронного двигателя 435
— синхронного генератора регулировочные 569

Число пазов на полюс и фазу 167
— периодов 164

Шаговые двигатели 694

ЭДС взаимоиндукции трансформатора 34
— вращения 160
— и потокосцепление катушечной группы 269
— — — катушки 266
— — — фазы 270
— рассеяния трансформатора 34
— реактивная 741
— трансформаторная 159
Эквивалентный контур демпферной обмотки поперечный 850
— — — — продольный 850
Электрическая машина 5
— — асинхронная 193
— — бесконтактная 187
— — вращающаяся 155
— — индукторная 179
— — линейная 156
— — переменного тока 7, 15
— — постоянного тока 7, 15
Электрическая машина реактивная 173
— — синхронная 192
— — с обмотками на статоре и роторе 173
— угловая скорость 248
Электрический генератор 5
— двигатель 5
— угол 205
Электромагнитный индукционный насос 469
— момент 289
— — асинхронного двигателя при искажении симметрии напряжений 447
— — асинхронной машины 411
— — — — максимальный 412
— — — — начальный пусковой 413
— — — — при переходном процессе 829
— — асинхронный 414
— — добавочный вихревой и гистерезисный 421
— — — реактивный 420
— — — синхронный 417
— — машины постоянного тока 721
— — синхронной машины 565, 597
— — — — при переходном процессе 867
Электромашинный преобразователь электрической энергии 6, 16
Эффект одноосного включения 449

Якорь синхронной машины 490

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Введение 5

В-1. Основные определения 5
В-2. Преобразование электрической энергии в трансформаторе 7
В-3. Электромеханическое преобразование энергии в электрической машине 10
В-4. Классификация индуктивных преобразователей энергии (трансформаторов, электрических машин и электромашинных преобразователей) 14

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ
ТРАНСФОРМАТОРЫ 18

Глава первая. **Общие сведения о трансформаторах** 18

1-1. Назначение, области применения и номинальные данные трансформаторов 18
1-2. Краткие исторические сведения о трансформаторах 21
1-3. Конструкция трансформаторов 23
а) Активные части трансформатора 23
б) Конструктивные части трансформатора 28

Глава вторая. **Электромагнитные процессы в трансформаторе при холостом ходе** 33

2-1. Режим холостого хода 33
2-2. Уравнения напряжений 34
2-3. Изменение ЭДС во времени. Формула для ЭДС 35
2-4. Характеристика намагничивания трансформатора 36
2-5. Форма кривой тока холостого хода 37
2-6. Представление уравнений трансформатора при холостом ходе в комплексной форме 38
2-7. Потери при холостом ходе 40
2-8. Влияние магнитных потерь на процессы при холостом ходе 41

Глава третья. **Электромагнитные процессы в трансформаторе при нагрузке** 43

3-1. Магнитное поле в трансформаторе при нагрузке. Уравнение МДС. Индуктивности рассеяния обмоток 43
3-2. Уравнения напряжений обмоток 47
3-3. Приведение вторичных величин к первичной обмотке 48
3-4. Векторная диаграмма трансформатора 50
3-5. Электрическая схема замещения трансформатора 52
3-6. Выражение электрических величин и параметров трансформатора в относительных единицах 53
3-7. Влияние изменения нагрузки на процессы в трансформаторе 56
3-8. Преобразование энергии в нагруженном трансформаторе 58

Глава четвертая. **Трансформация трехфазных токов** 61

4-1. Способы трансформации трехфазных токов и напряжений (схемы, обозначения, основные соотношения) 61

4-2. Описание процессов в трехфазных трансформаторах при симметричной нагрузке . . . 65
4-3. Схемы и группы соединения трансформаторов . . . 66
4-4. Явления, возникающие в трехфазных трансформаторах при образовании магнитного поля . . . 70

Глава пятая. **Экспериментальное определение параметров и потерь трансформатора** . . . 77

5-1. Определение параметров и потерь из опыта холостого хода . . . 77
5-2. Определение параметров и потерь из опыта короткого замыкания . . . 79

Глава шестая. **Эксплуатационные характеристики трансформатора при нагрузке** . . . 83

6-1. Упрощение уравнений и схемы замещения трансформатора при $I_1 \gg I_0$ . . . 83
6-2. Изменение напряжения трансформатора при нагрузке . . . 84
6-3. Изменение КПД трансформатора при нагрузке . . . 87

Глава седьмая. **Регулирование напряжения трансформаторов** . . . 89

7-1. Регулирование напряжения с отключением от первичной и вторичной сетей . . . 89
7-2. Регулирование напряжения под нагрузкой . . . 90

Глава восьмая. **Расчет параметров трансформаторов** . . . 92

8-1. Ток холостого хода и сопротивление взаимной индукции . . . 92
8-2. Сопротивление короткого замыкания . . . 93

Глава девятая. **Связь между величинами, характеризующими электромагнитные процессы в трансформаторе, и его размерами** . . . 95

9-1. Зависимости напряжения, токов, мощности и массы трансформатора от его размеров . . . 95
9-2. Зависимости потерь и параметров трансформатора от его размеров 96

Глава десятая. **Многообмоточные трансформаторы и автотрансформаторы** . . . 98

10-1. Многообмоточные трансформаторы . . . 98
а) Трехобмоточные трансформаторы . . . 98
б) Двухобмоточные трансформаторы с расщепленной первичной (или вторичной) обмоткой . . . 103
10-2. Автотрансформаторы . . . 104

Глава одиннадцатая. **Параллельное включение трансформаторов** . . . 109

11-1. Применение параллельного включения трансформаторов . . . 109
11-2. Условия включения трансформаторов на параллельную работу . . . 110
11-3. Уравнительные токи при неодинаковых коэффициентах трансформации . . . 111
11-4. Распределение нагрузки между параллельно включенными трансформаторами . . . 113

Глава двенадцатая. **Несимметричная нагрузка трехфазных трансформаторов** . . . 115

12-1. Причины появления несимметричной нагрузки . . . 115
12-2. Трансформация несимметричных токов . . . 115
а) Соединение вторичной обмотки в звезду . . . 115
б) Соединение вторичной обмотки в треугольник . . . 118
12-3. Магнитные поля и ЭДС при несимметричной нагрузке . . . 119
12-4. Искажение симметрии первичных фазных напряжений при несимметричной нагрузке . . . 121

12-5. Искажение симметрии вторичных напряжений при несимметричной нагрузке . . . 123
12-6. Экспериментальное определение сопротивления нулевой последовательности вторичной обмотки . . . 126
12-7. Однофазные и двухфазные несимметричные режимы . . . 127

Глава тринадцатая. **Переходные процессы в трансформаторе** . 129

13-1. Переходный процесс при включении трансформатора в сеть . . . 129
13-2. Переходный процесс при коротком замыкании на выводах вторичной обмотки . . . 131

Глава четырнадцатая. **Переходные процессы в трансформаторах при перенапряжениях** . . . 135

14-1. Причины возникновения перенапряжений . . . 135
14-2. Дифференциальное уравнение для начального распределения напряжения по обмотке . . . 136
14-3. Распределение напряжений по обмотке и способы его выравнивания 138

Глава пятнадцатая. **Трансформаторы специального назначения** 140

15-1. Особенности трансформаторов специального назначения . . . 140
15-2. Трансформаторы для преобразования трехфазной системы в двухфазную . . . 140
15-3. Трансформаторы для преобразования частоты . . . 141
15-4. Трансформаторы с плавным регулированием напряжения . . . 142
15-5. Трансформаторы для дуговой электросварки . . . 142
15-6. Трансформаторы для испытания изоляционных конструкций . . . 143
15-7. «Пик-трансформаторы» . . . 144
15-8. Трансформаторы напряжения . . . 144
15-9. Трансформаторы тока . . . 144

Глава шестнадцатая. **Нагревание и охлаждение трансформаторов** . . . 145

16-1. Допустимые температуры частей трансформатора в установившихся режимах и при переходных процессах . . . 145
16-2. Системы охлаждения трансформаторов . . . 147

Глава семнадцатая. **Технические требования к трансформаторам и технические данные силовых трансформаторов, выпускаемых в СССР** 150

17-1. Стандартизация в трансформаторостроении . . . 150
17-2. Технические данные силовых трансформаторов и трансформаторов малой мощности . . . 150

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ . . . 155

Глава восемнадцатая. **Электромеханические процессы преобразования энергии в электрических машинах** . . . 155

18-1. Разновидности электрических машин по характеру перемещения и форме подвижных частей . . . 155
18-2. Математическое описание электромеханических процессов преобразования энергии в электрических машинах . . . 158

Глава девятнадцатая. **Способы получения периодического изменения магнитного поля в электрической машине** . . . 163

19-1. Необходимое условие получения электромеханического преобразования энергии . . . 163
19-2. Цилиндрическая (барабанная) разноименнополюсная обмотка . . . 164
19-3. Тороидальная разноименнополюсная обмотка . . . 167

19-4. Кольцеобразная обмотка и когтеобразный магнитопровод 167
19-5. Кольцеобразная одноименнополюсная (униполярная) обмотка и зубчатый магнитопровод 168

Глава двадцатая. **Возможные принципиальные исполнения электрических машин** 168

20-1. Модификации принципиальных исполнений электрических машин 168
20-2. Машина с одной обмоткой на статоре и одной обмоткой на роторе 173
20-3. Машина с одной обмоткой на статоре и с зубчатым магнитопроводом ротора (реактивная машина) 175
20-4. Машина с двумя обмотками на статоре и зубчатым магнитопроводом ротора (индукторная машина) 179

Глава двадцать первая. **Условия получения однонаправленного преобразования энергии в электрической машине** 187

21-1. Машина с одной обмоткой 187
21-2. Машина с двумя обмотками 190

Глава двадцать вторая. **Схемы обмоток машин переменного тока** 193

22-1. Вводные замечания 193
22-2. Структура многофазной двухслойной обмотки 194
22-3. Схема соединения катушек в петлевой обмотке. Число параллельных ветвей и витков фазы 198
22-4. Схема соединения катушек в волновой обмотке 201
22-5. Выбор типа и параметров обмотки 203
22-6. Модель периода обмотки. Электрические углы между элементами обмотки 205
22-7. Двухслойные обмотки с дробным числом q пазов на полюс и фазу 207
22-8. Обмотки возбуждения 211

Глава двадцать третья. **Подход к расчету магнитного поля в электрической машине** 213

23-1. Постановка задачи 213
23-2. Допущения при расчете магнитного поля и его представление в виде суммы полей периодических систем катушек 215
23-3. Пространственная структура магнитного поля многофазной обмотки 217
23-4. Подход к расчету магнитного поля взаимной индукции многофазной обмотки 219
23-5. Расчетная длина магнитопровода 220

Глава двадцать четвертая. **Магнитное поле взаимной индукции фазы обмотки и ее элементов** 221

24-1. Магнитное поле и МДС периодической системы токов 221
24-2. Учет влияния зубчатости магнитопроводов. Коэффициент зазора 224
24-3. Магнитодвижущая сила периодической системы катушек 225
24-4. Разложение МДС периодической системы катушек в ряд Фурье. Коэффициент укорочения 228
24-5. Магнитодвижущая сила фазы. Коэффициент распределения 231
24-6. Пульсирующие гармонические составляющие МДС фазы . . . . .

Глава двадцать пятая. **Магнитное поле взаимной индукции многофазной обмотки** 238

25-1. Представление пульсирующих гармонических составляющих МДС фазы в виде суммы вращающихся МДС 238
25-2. Представление гармоник МДС фазы в виде пространственно-временных комплексных функций 241
25-3. Временные и пространственно-временные комплексы и комплексные функции величин, характеризующих явления в многофазной машине 243
25-4. Магнитодвижущая сила многофазной обмотки. Вращающиеся гармонические составляющие этой МДС 245

25-5. Основная гармоническая индукции магнитного поля многофазной обмотки (вращающееся поле) 250
25-6. Высшие гармонические индукции вращающегося магнитного поля многофазной обмотки 252

Глава двадцать шестая. **Магнитное поле вращающейся обмотки возбуждения** 260

26-1. Магнитное поле сосредоточенной обмотки возбуждения 260
26-2. Магнитное поле распределенной обмотки возбуждения 262
26-3. Вращающиеся гармонические составляющие поля возбуждения . . 263

Глава двадцать седьмая. **Потокосцепления вращающихся полей с обмотками. Электродвижущие силы, индуктируемые вращающимися полями** 265

27-1. Вводные замечания 265
27-2. Потокосцепление и ЭДС катушки обмотки 266
27-3. Потокосцепление и ЭДС катушечной группы 269
27-4. Потокосцепление и ЭДС фазы обмотки 270
27-5. Потокосцепления и ЭДС многофазной обмотки. Пространственно-временная диаграмма потокосцеплений и ЭДС 273
27-6. Потокосцепления и ЭДС, образованные высшими гармоническими несинусоидальных вращающихся магнитных полей 275

Глава двадцать восьмая. **Индуктивности многофазных обмоток** 280

28-1. Главное поле и поле рассеяния 280
28-2. Главная индуктивность фазы 281
28-3. Главная взаимная индуктивность между фазами обмотки 282
28-4. Главная взаимная индуктивность между фазой первичной и фазой вторичной обмоток 283
28-5. Главная индуктивность обмотки 284
28-6. Главная взаимная индуктивность между фазой первичной обмотки и вторичной обмоткой 285
28-7. Индуктивность рассеяния обмотки 286

Глава двадцать девятая. **Электромагнитный вращающий момент** 289

29-1. Выражение вращающего момента через изменение энергии магнитного поля 289
29-2. Выражение вращающего момента через электромагнитные силы . . . 294
а) Поверхностный ток и его разложение в ряд Фурье 295
б) Электромагнитный вращающий момент 300
29-3. Распределение электромагнитной силы в области паза с током 302

Глава тридцатая. **Электромеханическое преобразование энергии с помощью вращающегося магнитного поля** 307

30-1. Электромагнитная, электрическая и механическая мощности . . . 307
30-2. Электромеханическое преобразование энергии в машине и в ее модели 310

Глава тридцать первая. **Потери при преобразовании энергии. Коэффициент полезного действия** 312

31-1. Вводные замечания 312
31-2. Электрические потери 313
31-3. Магнитные потери 319
а) Особенности перемагничивания элементов магнитопровода электрических машин 320
б) Магнитные потери при пульсационном и вращательном перемагничивании 323
в) Магнитные потери в элементах магнитопровода 324

г) Магнитные потери в ярме магнитопровода 326
д) Магнитные потери в зубцах магнитопровода 326
31-4. Механические потери 327

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ
КОНСТРУКЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И МЕТОДЫ МЕХАНИЧЕСКИХ, ГИДРАВЛИЧЕСКИХ И ТЕПЛОВЫХ РАСЧЕТОВ ИХ ЧАСТЕЙ 329

Глава тридцать вторая. **Принципиальные особенности конструкции электрических машин** 329

32-1. Классификация частей машины по назначению 329
32-2. Технические требования к конструкции электрических машин . . . 333

Глава тридцать третья. **Конструктивные исполнения электрических машин** 335

33-1. Конструктивные исполнения по способу монтажа 335
33-2. Конструктивные исполнения по способу защиты от внешних воздействий 337
33-3. Конструктивные исполнения по способам охлаждения 337
33-4. Исполнения машин по уровню шума 340
33-5. Основные стандарты на электрические машины 340

Глава тридцать четвертая. **Механический расчет электрических машин** 341

34-1. Механический расчет деталей, по которым передается механическая мощность 341
34-2. Расчет крепления вращающихся элементов ротора 343
34-3. Расчет вала при воздействии сил веса ротора и магнитного притяжения 344

Глава тридцать пятая. **Тепловой расчет системы охлаждения** 347

35-1. Принципиальная схема системы охлаждения электрической машины 347
35-2. Передача тепла от нагретого тела к окружающей среде 349
35-3. Нагревание и охлаждение твердого тела 350
35-4. Расчет установившихся температур активных частей 352

Глава тридцать шестая. **Гидравлический расчет системы охлаждения** 354

36-1. Выбор охлаждающей среды. Определение ее расхода 354
36-2. Расчет сопротивлений последовательно или параллельно включенных участков гидравлической цепи 357
36-3. Расчет разветвленной гидравлической цепи 359

Глава тридцать седьмая. **Выбор размеров электрических машин** 360

37-1. Подход к выбору оптимальных размеров машины 360
37-2. Связь между главными размерами и электромагнитными нагрузками 361
37-3. Мощность, потери и масса геометрически подобных машин 363

ЧАСТЬ ЧЕТВЕРТАЯ
АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ 365

Глава тридцать восьмая. **Общие сведения об асинхронных машинах** 365

38-1. Назначение и области применения асинхронных машин 365
38-2. Краткие исторические сведения об асинхронных машинах 367

Глава тридцать девятая. **Конструкция асинхронных машин** 368

39-1. Конструкция асинхронных машин с короткозамкнутым ротором . . . 368
39-2. Конструкция асинхронных двигателей с фазным ротором 372

Глава сороковая. **Электромагнитные процессы в электрической и магнитной цепях асинхронной машины при холостом ходе** 374

40-1. Режим идеального холостого хода 374
40-2. Расчет магнитной цепи при холостом ходе 375
40-3. Расчет тока холостого хода 380
40-4. Расчет главного сопротивления обмотки статора 381

Глава сорок первая. **Электромагнитные процессы в электрических цепях асинхронной машины при нагрузке** 382

41-1. Основные предположения и допущения 382
41-2. Уравнение напряжений обмотки статора. МДС статора 384
41-3. Уравнение напряжений ротора. МДС ротора 386
41-4. Особенности расчета параметров и величин короткозамкнутой обмотки типа беличьей клетки 389
41-5. Уравнение МДС. Намагничивающий ток. Поле взаимной индукции 390
41-6. Диаграмма напряжений и токов асинхронной машины 392
41-7. Электромеханическое преобразование энергии в асинхронной машине. Потери. Коэффициент полезного действия 393

Глава сорок вторая. **Приведение электромагнитных процессов в асинхронной машине к трансформатору** 396

42-1. Замещение вращающегося ротора неподвижным 396
42-2. Приведение роторных величин к обмотке статора 399
42-3. Основные уравнения и пространственно-временная диаграмма асинхронной машины 400
42-4. Схемы замещения асинхронной машины 402

Глава сорок третья. **Аналитическое и графическое определения электромеханических характеристик асинхронных машин** 405

43-1. Режимы работы асинхронной машины 405
43-2. Токи в обмотках статора и ротора 409
43-3. Электромагнитный момент 411
43-4. Активные и реактивные мощности 413
43-5. Добавочные электромагнитные моменты 414
43-6. Графическое определение электромеханических характеристик с помощью круговой диаграммы 422

Глава сорок четвертая. **Пуск асинхронных двигателей** . . . 426

44-1. Пуск асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором 426
44-2. Асинхронные двигатели с фазным ротором 429
44-3. Асинхронные короткозамкнутые двигатели с улучшенными пусковыми свойствами 430

Глава сорок пятая. **Работа асинхронных двигателей в установившемся режиме и регулирование их частоты вращения** 434

45-1. Возможные режимы работы. Условия устойчивости режима 434
45-2. Рабочие характеристики асинхронного двигателя 435
45-3. Способы регулирования частоты вращения 436
45-4. Регулирование частоты вращения за счет изменения угловой скорости поля 437
45-5. Регулирование частоты вращения без использования мощности скольжения 440
45-6. Регулирование частоты вращения с использованием мощности скольжения 442

Глава сорок шестая. **Несимметричные режимы работы асинхронных машин** 445

46-1. Работа асинхронной машины при несимметрии первичных напряжений 445
46-2. Работа асинхронного двигателя при несимметрии сопротивлений в фазах обмотки ротора 447

Глава сорок седьмая. **Однофазные асинхронные двигатели** 450

47-1. Область применения. Устройство и принцип действия однофазного асинхронного двигателя 450
47-2. Основные уравнения и схема замещения однофазного двигателя . . . 453
47-3. Однофазные асинхронные двигатели с пусковой обмоткой 455
47-4. Асинхронный конденсаторный двигатель 458
47-5. Однофазный двигатель с экранированными полюсами 460

Глава сорок восьмая. **Специальные исполнения асинхронных машин** 461

48-1. Асинхронный генератор 461
48-2. Асинхронный преобразователь частоты 462
48-3. Использование асинхронной машины в режиме трансформатора . . . 463
48-4. Асинхронный двигатель с массивным ротором 466
48-5. Асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором 467
48-6. Электромагнитные индукционные насосы 469
48-7. Линейные и дуговые асинхронные двигатели 471

Глава сорок девятая. **Асинхронные микромашины автоматических устройств** 473

49-1. Асинхронные управляемые двигатели и тахогенераторы 473
49-2. Вращающиеся трансформаторы 477
49-3. Однофазные сельсины 481

Глава пятидесятая. **Технические данные асинхронных двигателей** 483

50-1. Общие сведения о сериях, выпускаемых в СССР. Серия 4А в основном исполнении 483
50-2. Модификации серии 4А и другие серии асинхронных машин 486

ЧАСТЬ ПЯТАЯ
СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ 490

Глава пятьдесят первая. **Общие сведения о синхронных машинах** 490

51-1. Назначение и области применения синхронных машин 490
51-2. Краткие исторические сведения о синхронных машинах 494
51-3. Конструкция синхронных явнополюсных машин 496
51-4. Конструкция неявнополюсных синхронных машин 504

Глава пятьдесят вторая. **Системы возбуждения синхронных машин** 508

52-1. Устройство системы возбуждения и предъявляемые к ней требования 508
52-2. Классификация систем возбуждения 512

Глава пятьдесят третья. **Электромагнитные процессы в синхронной машине при холостом ходе** 513

53-1. Форма напряжения и магнитного поля при холостом ходе 513
53-2. Расчет магнитной цепи явнополюсной машины при холостом ходе . . 519
53-3. Расчет магнитной цепи неявнополюсной машины при холостом ходе 526

Глава пятьдесят четвертая. **Магнитодвижущая сила, магнитное поле, ЭДС и параметры обмотки якоря** 530
54-1. Магнитодвижущая сила якоря и ее составляющие по продольной и поперечной осям 530
54-2. Магнитодвижущая сила якоря при различных нагрузках в режиме генератора 532
54-3. Магнитное поле взаимной индукции и ЭДС от токов в обмотке якоря 535
54-4. Эквивалентирование МДС обмотки якоря в ненасыщенной машине 537
54-5. Параметры обмотки якоря (для токов прямой последовательности) 538

Глава пятьдесят пятая. **Электромагнитные процессы в синхронной машине при нагрузке** 544
55-1. Электромагнитные процессы в неявнополюсной синхронной машине (без учета насыщения) 544
55-2. Электромагнитные процессы в явнополюсной синхронной машине (без учета насыщения) 548
55-3. Электромагнитные процессы в неявнополюсной синхронной машине (с учетом насыщения) 550
55-4. Электромагнитные процессы в явнополюсной синхронной машине (с учетом насыщения) 555

Глава пятьдесят шестая. **Электромеханическое преобразование энергии в синхронной машине** 563
56-1. Особенности преобразования энергии в генераторном режиме синхронной машины. Потери. КПД 563
56-2. Электромагнитная мощность и электромагнитный момент 565

Глава пятьдесят седьмая. **Характеристики синхронного генератора при автономной нагрузке** 569
57-1. Особенности работы генератора при автономной нагрузке 569
57-2. Регулировочные характеристики генератора 569
57-3. Внешние характеристики 572
57-4. Характеристика короткого замыкания 575
57-5. Нагрузочные характеристики 579
57-6. Условия самовозбуждения синхронного генератора при включении на емкостную нагрузку 582

Глава пятьдесят восьмая. **Параллельная работа синхронных машин** 586
58-1. Особенности параллельной работы генераторов в электрической системе 586
58-2. Условия включения на параллельную работу 588
58-3. Регулирование нагрузки синхронного генератора, включенного в систему 591
58-4. Активная и реактивная мощности синхронной машины, включенной в систему $U_c = \text{const}$ 593
58-5. Электромагнитная мощность и электромагнитный момент синхронной машины, включенной в систему $U_c = \text{const}$ 597
58-6. Регулирование активной мощности при $U = \text{const}$ и $I_f = \text{const}$. Угловая характеристика активной мощности 598
58-7. Условия устойчивости параллельной работы 600
58-8. Угловая характеристика реактивной мощности 604
58-9. Регулирование реактивной мощности при параллельной работе. U-образные характеристики 605
58-10. Синхронные двигатели 608
58-11. Синхронные компенсаторы 612

Глава пятьдесят девятая. **Способы включения синхронных машин на параллельную работу** 616
59-1. Включение способом точной синхронизации 616

59-2. Включение способом самосинхронизации. Условия втягивания в синхронизм . . . 618
59-3. Включение способом частотного пуска . . . 623
59-4. Включение способом асинхронного пуска . . . 625
59-5. Работа синхронной машины в асинхронном режиме и ресинхронизация . . . 628

Глава шестидесятая. **Колебания синхронных машин при параллельной работе** . . . 630

60-1. Свободные колебания ротора после внезапного изменения внешнего момента . . . 630
60-2. Вынужденные колебания ротора . . . 635

Глава шестьдесят первая. **Несимметричные режимы работы синхронных машин** . . . 637

61-1. Общая характеристика несимметричных режимов работы . . . 637
61-2. Сопротивления обмотки якоря для токов прямой последовательности 638
61-3. Сопротивление обмотки якоря для токов обратной последовательности . . . 639
61-4. Сопротивление обмотки якоря для токов нулевой последовательности . . . 644
61-5. Анализ несимметричного режима работы синхронной машины . . . 646
61-6. Параллельная работа с электрической системой, напряжения которой несимметричны . . . 647
61-7. Работа синхронного генератора на автономную несимметричную нагрузку . . . 648
61-8. Несимметричные установившиеся короткие замыкания . . . 649

Глава шестьдесят вторая. **Описание конструкции и технические данные синхронных генераторов, синхронных двигателей и синхронных компенсаторов, выпускаемых в СССР** . . . 651

62-1. Турбогенераторы . . . 651
62-2. Гидрогенераторы и синхронные генераторы общего применения . . . 660
62-3. Синхронные двигатели и синхронные компенсаторы . . . 668

Глава шестьдесят третья. **Специальные синхронные машины** 670

63-1. Однофазные синхронные генераторы с электромагнитным возбуждением . . . 670
63-2. Реактивные синхронные двигатели . . . 671
63-3. Синхронные машины с когтеобразными полюсами . . . 674
63-4. Индукторные машины (генераторы и двигатели с электромагнитной редукцией частоты вращения) . . . 676
63-5. Двигатели с катящимся ротором и двигатели с гибким волновым ротором . . . 683
63-6. Синхронные машины с постоянными магнитами . . . 687
63-7. Гистерезисные двигатели . . . 691
63-8. Шаговые двигатели . . . 694
63-9. Синхронные машины двойного питания . . . 696

ЧАСТЬ ШЕСТАЯ
МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА И КОММУТАТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА . . . 700

Глава шестьдесят четвертая. **Машины постоянного тока** 700

64-1. Назначение и области применения машин постоянного тока . . . 700
64-2. Краткие исторические сведения о машинах постоянного тока . . . 701
64-3. Устройство и принцип действия машины постоянного тока . . . 704
64-4. Схемы обмоток якоря . . . 708
64-5. Электродвижущая сила якоря . . . 716

64-6. Электромагнитный момент 721
64-7. Магнитодвижущие силы и сопротивления обмоток машины постоянного тока 723
64-8. Расчет магнитной цепи при холостом ходе 725
64-9. Расчет магнитной цепи и определение напряжения при нагрузке 728
64-10. Электромеханическое преобразование энергии в машине постоянного тока 734
64-11. Коммутация тока якоря 737
64-12. Генераторы постоянного тока 743
а) Генератор с независимым или с независимо-последовательным возбуждением 744
б) Генератор с параллельным или с параллельно-последовательным возбуждением 748
в) Параллельная работа генераторов постоянного тока 752
64-13. Двигатели постоянного тока 753
а) Пуск в ход 753
б) Характеристики двигателя в установившемся режиме 754
в) Двигатель с параллельно-последовательным возбуждением . . . 756
г) Двигатель с последовательным возбуждением 760
64-14. Технические данные машин постоянного тока 762

Глава шестьдесят пятая. **Специальные машины постоянного тока** 765
65-1. Машины постоянного тока с постоянными магнитами 765
65-2. Генераторы с продольным комбинированным возбуждением 767
65-3. Генератор с двойной полюсной системой 767
65-4. Генератор с поперечным возбуждением 768
65-5. Электромашинные усилители 770
65-6. Двигатели с беспазовым и с печатным якорем 772
65-7. Униполярные машины 773
65-8. Магнитогидродинамические машины постоянного тока 775

Глава шестьдесят шестая. **Электромашинные преобразователи** 776
66-1. Двухъякорные преобразователи 776
66-2. Одноякорные преобразователи постоянного тока 777
66-3. Одноякорные преобразователи переменного тока в постоянный . . . 778

Глава шестьдесят седьмая. **Машины постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами** 780
67-1. Разновидности машин постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами 780
67-2. Транзисторные микродвигатели постоянного тока 783
67-3. Тиристорные двигатели постоянного тока с замкнутой многосекционной обмоткой и коммутацией за счет ЭДС вращения 788

Глава шестьдесят восьмая. **Коллекторные машины переменного тока и каскадное соединение асинхронной машины с вентильными и электромашинными преобразователями частоты** 791
68-1. Особенности коллекторных машин переменного тока 791
68-2. Преобразование частоты с помощью механического коммутатора . . . 792
68-3. Трехфазные коллекторные двигатели 795
68-4. Каскадные соединения асинхронного двигателя с коллекторными машинами и вентильными преобразователями частоты 801
68-5. Однофазные коллекторные двигатели 806
а) Особенности электромагнитных процессов в однофазных двигателях 806
б) Однофазный коллекторный двигатель с последовательным возбуждением 808
в) Однофазные коллекторные двигатели с трансформаторной связью обмоток статора и ротора (репульсионные двигатели) 809

ЧАСТЬ СЕДЬМАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ 812

Введение 812

Глава шестьдесят девятая. **Математическое описание переходных процессов в асинхронных машинах** 813

69-1. Запись дифференциальных уравнений асинхронной машины через фазные величины 813
69-2. Выделение составляющих нулевой последовательности фазных величин 816
69-3. Выражение фазных величин через результирующие комплексные функции 819
69-4. Составляющие статорных величин в осях α, β и роторных — в осях d, q 821
69-5. Составляющие статорных величин в осях d, q и роторных — в осях α, β 822
69-6. Выражение результирующих комплексных функций потокосцеплений через результирующие комплексные функции токов 823
69-7. Уравнения напряжений в осях α, β 824
69-8. Уравнения напряжений в осях d, q и в осях, вращающихся с произвольной скоростью. Эквивалентные схемы замещения 826
69-9. Выражение электромагнитного момента через результирующие комплексные функции токов и потокосцеплений и их составляющие . . 829
69-10. Уравнения трехфазной асинхронной машины в установившемся симметричном режиме 830

Глава семидесятая. **Переходные процессы в асинхронных машинах** 832

70-1. Особенности переходных процессов в асинхронных машинах 832
70-2. Переходные процессы при разомкнутой обмотке статора. Отключение асинхронной машины от сети 834
70-3. Переходные процессы при короткозамкнутой или включенной в сеть обмотке статора 836
70-4. Включение асинхронной машины в сеть 842
70-5. Переходный процесс при симметричном коротком замыкании обмотки статора асинхронной машины 848

Глава семьдесят первая. **Математическое описание переходных процессов и асинхронных режимов в синхронных машинах** 849

71-1. Формулировка задачи. Допущения 849
71-2. Эквивалентирование контуров демпферной обмотки 849
71-3. Приведение роторных контуров к обмотке статора 852
71-4. Активные и индуктивные параметры явнополюсной синхронной машины с приведенными роторными контурами 854
а) Главные индуктивности фаз якоря и взаимные индуктивности между ними 854
б) Взаимные индуктивности между фазами якоря и приведенными роторными контурами 857
в) Параметры роторных контуров 858
71-5. Запись уравнений напряжений контуров через фазные величины . . . 860
71-6. Уравнения напряжений контуров в осях d, q 862
71-7. Электромагнитный момент и уравнение движения ротора 867
71-8. Уравнения трехфазной синхронной машины в установившемся симметричном синхронном режиме 867

Глава семьдесят вторая. **Переходные процессы в синхронных машинах при изменении возбуждения и при гашении поля** 869

72-1. Общая характеристика переходных процессов 869
72-2. Переходные процессы в машине без демпферной обмотки (при разомкнутой обмотке статора) 869

72-3. Переходные процессы в машине с демпферной обмоткой при разомкнутой обмотке статора 872
72-4. Переходные процессы в машине без демпферной обмотки при короткозамкнутой обмотке статора 879
72-5. Переходные процессы в машине с демпферной обмоткой при короткозамкнутой обмотке статора 880

Глава семьдесят третья. **Переходный процесс при симметричном коротком замыкании обмотки статора синхронной машины** 883

73-1. Общая характеристика переходного процесса. Начальные и конечные условия 883
73-2. Обоснование уравнений для определения переходных составляющих токов 885
73-3. Периодические составляющие токов 887
73-4. Апериодические составляющие токов 893
73-5. Полные токи короткого замыкания в продольном и поперечном контурах статора 896
73-6. Токи в фазах статора 897
73-7. Токи в обмотках ротора 900

Приложение
Проводниковые материалы, применяемые в электрических машинах и трансформаторах 904

Список литературы 905
Предметный указатель 909

Алексей Владимирович Иванов-Смоленский

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Редактор Г. С. Тамоян
Редактор издательства И. В. Антик
Переплет художника В. И. Карпова
Художественный редактор Д. И. Чернышев
Технические редакторы: Г. Г. Самсонова, Л. В. Иванова
Корректор И. А. Володяева
ИБ № 2264

Сдано в набор 30.08.79 Подписано в печать 31.03.80 Т-07119 Формат 60×90¹/₁₆ Бумага типографская № 2 Гарн. шрифта литературная Печать высокая Усл. печ. л. 58,0 Уч.-изд. л. 63,99 Тираж 40 000 экз. Заказ 853 Цена 2 р. 40 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.