

**Н. И. ВОЛКОВ,
З. П. МИЛОВЗОРОВ**

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

**ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ**

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве
учебника для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Автоматика и телемеханика»



**МОСКВА
«ВЫСШАЯ ШКОЛА»**

1986

ББК 32.96
В67
УДК 621.398

Рецензенты:

кафедра «Электромашинные и электромагнитные устройства автоматики» Московского института радиотехники, электроники и автоматики (зав. кафедрой доц. Н. В. Петропольский); кафедра «Системы автоматического управления» Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина (зав. кафедрой проф. С. А. Ковчин).

Волков Н. И., Миловзоров В. П.
В67 **Электромашинные устройства автоматики: Учеб.**
для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика». —
2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1986. — 335 с.: ил.

В книге изложена теория электрических машин, рассмотрены их особенности как измерительных, преобразующих, усилительных, исполнительных средств автоматики с анализом статических и динамических свойств, передаточных функций и др. Во 2-м издании (1-е — в 1978 г.) рассмотрены индуктосины, редуктосины, линейные исполнительные двигатели; расширены разделы тиристорного управления двигателями, применения электромашинных устройств в робототехнике и др.

В $\frac{2405000000-214}{001(01)-86}$ 134-86

ББК 32.96
6Ф6

ПРЕДИСЛОВИЕ

Второе издание книги соответствует новой программе части дисциплины «Электромагнитные и электромашинные устройства автоматизации». Вместе с учебником В. П. Миловзорова «Электромагнитные устройства автоматизации», изданным в издательстве «Высшая школа» в 1983 г., эта книга полностью охватит программу указанной дисциплины.

По сравнению с предыдущим изданием в книге подробнее рассмотрены вопросы автоматизированного электропривода, регулирования и стабилизации частоты вращения, управления двигателями в следящих системах; проанализированы линейные и моментные двигатели, индуктосины, широтно-импульсные преобразователи с различными вариантами схем гашения тиристоров, электроприводы промышленных роботов, системы подчиненного регулирования электроприводами.

При изложении материала авторы руководствовались тем, что специалист по автоматике должен не столько уметь рассчитывать электромашинные устройства, сколько правильно выбирать их из выпускаемых промышленностью, для чего необходимо знать особенности и параметры различных типов электромашинных устройств. Поэтому в учебнике представлен справочный материал по двигателям постоянного и переменного тока различных типов, что может быть полезно студентам при курсовом и дипломном проектировании.

Все разделы книги авторами написаны совместно; § 13.11 написан вместе со ст. научн. сотрудником В. Б. Никулиным.

Большую пользу при подготовке к переизданию настоящей книги оказали рекомендации, высказанные проф. Д. А. Бутом и доц. Н. И. Куликовым в журнале «Известия вузов. Приборостроение», 1983, № 8.

Авторы выражают глубокую признательность рецензентам: сотрудникам кафедры «Системы автоматического управления» Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина (зав. кафедрой проф. С. А. Ковчин) и кафедры «Электромашинные и электромагнитные устройства автоматизации» Московского института радиотехники, электроники и автоматизации (зав. кафедрой доц. Н. В. Петропольский) за обстоятельный разбор материала рукописи, советы и рекомендации, которые способствовали улучшению содержания книги.

Пожелания и замечания по книге просьба направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

Исторический обзор. В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года основное внимание уделено повышению эффективности общественного производства на основе его всесторонней интенсификации за счет технического перевооружения и всемерного внедрения комплексной механизации и автоматизации производственных процессов. При этом особое значение приобретают задачи внедрения в промышленность новейших достижений автоматики, электроники, вычислительной техники и систем автоматического управления.

Значительное место в современных системах автоматического управления и регулирования занимают электромашинные элементы, которые в сочетании с полупроводниковыми, магнитными и электронными элементами образуют электрическую ветвь технических средств автоматики, входящую в Государственную систему приборов (ГСП).

История развития электромашиностроения со времени открытия закона электромагнитной индукции до середины 80-х годов прошлого столетия является по существу историей развития электрических машин постоянного тока. В дальнейшем наряду с усовершенствованием электрических машин постоянного тока стали разрабатываться машины переменного тока.

В создание электрических машин и электромашинных устройств автоматики большой вклад внесли отечественные ученые и инженеры.

Первый электродвигатель постоянного тока был построен в 1834—1838 гг. петербургским академиком Б. С. Якоби, а принцип обратимости электрических машин в 1833 г. сформулировал, обобщив закон электромагнитной индукции, петербургский ученый Э. Х. Ленц.

Начиная с 70-х годов прошлого столетия делаются попытки использовать электроэнергию переменного тока. Поэтому большое значение имело изобретение П. Н. Яблочкова, создавшего в 1878 г. первую промышленную установку переменного тока для питания изобретенных им «свечей Яблочкова». В 1882 г. И. Ф. Усагин, используя работы П. Н. Яблочкова, изобрел трансформатор.

В истории развития электромашинных устройств автоматики наиболее «старыми» являются устройства синхронной связи, разработанные в прошлом веке военными инженерами А. П. Давыдовым, К. И. Константиновым и В. Ф. Петрушевским для автоматизации артиллерийской стрельбы.

Открытие явления вращающегося магнитного поля в 80-х годах прошлого столетия (Г. Феррарис, Н. Тесла) положило начало конструированию многофазных электродвигателей. Наиболее экономичной среди многофазных систем оказалась система трехфазного тока, основы

которой были разработаны в 1889—1891 гг. русским инженером М. О. Доливо-Добровольским. Создание им в 1889 г. трехфазного асинхронного двигателя открыло широкую дорогу промышленному применению электричества.

Большое значение применению электрической энергии во всех отраслях народного хозяйства придавал В. И. Ленин. Широко известно его гениальное высказывание «Коммунизм — это есть Советская власть плюс электрификация всей страны».

XX век — век научно-технического прогресса. Непрерывно растет число выпускаемых электрических машин и совершенствуется их конструкция, повышается надежность, снижается масса, приходящаяся на единицу мощности.

В 40-х годах были разработаны электромашинные усилители и создана теория исполнительных двигателей автоматических устройств. Появление новых магнитных материалов позволило сконструировать машины с постоянными магнитами и гистерезисные микродвигатели с высокими техническими и эксплуатационными показателями.

В 50-х годах успехи цифровой вычислительной техники обусловили появление шаговых двигателей импульсного действия; в вычислительных устройствах аналоговой техники стали широко применяться вращающиеся (поворотные) трансформаторы, реализующие различные математические функции. В это же время получили большое распространение системы управления двигателями с помощью магнитных усилителей, которые являются более надежными, чем усилители других типов.

В 60-х годах появились бесконтактные электрические машины постоянного тока, а также малоинерционные двигатели с печатными обмотками.

С развитием полупроводниковой электроники создаются системы управления двигателями с помощью транзисторных и тиристорных схем. Эти системы используют для управления машинами постоянного и переменного тока.

Большая заслуга в развитии теории электрических машин и в совершенствовании их конструкций и методов расчета принадлежит советским ученым: А. Е. Алексееву, Б. П. Апарову, Д. Э. Брускину, А. И. Важнову, А. И. Вольдеку, А. А. Гореву, Ф. А. Горяйнову, Д. А. Завалишину, А. Е. Захоровичу, В. Т. Касьянову, М. П. Костенко, К. А. Кругу, В. С. Кулебакину, С. И. Курбатову, А. Н. Ларионову, Р. А. Лютеру, Л. М. Пиотровскому, Г. Н. Пстрову, В. А. Толвинскому, В. С. Хвостову, К. И. Шенферу и др.

Применение электродвигателей в промышленности отражено в трудах советских ученых: В. П. Андреева, Р. Л. Аронова, А. Г. Голована, Д. П. Морозова, В. К. Попова, Ю. А. Сабинаина, М. Г. Чиликина и др.

Начиная с 50-х годов много внимания уделяется вопросам теории и расчета электрических машин малой мощности (микромашин), а также их освещению в учебной литературе. Большой вклад в эту область внесли советские ученые: Ю. С. Чечет, А. Г. Иосифьян, Д. В. Васильев, Н. П. Ермолин, А. И. Бертинов, Г. И. Штурман, В. В. Хрущев,

Е. В. Арменский, Г. В. Фалк, Д. А. Бут, В. В. Варлей, Ю. А. Кулик, Ф. М. Юферов, Е. М. Лопухина, Н. В. Астахов, А. И. Адаменко, П. Ю. Каасик, Е. Д. Несговорова, Г. С. Сомихина, Ю. М. Пульер, А. А. Папернов, Д. В. Свечарник, И. А. Вовюрко, А. А. Ахметджанов, А. М. Ланген, Б. А. Ивоботенко, А. С. Куракин, М. М. Минкин, Э. А. Лодочников, А. А. Каляева, А. Я. Мазур и др.

Основные положения. Известно, что системы автоматики могут быть разомкнутыми и замкнутыми. Последние представляют собой наиболее распространенный вид систем, в них чаще всего используют принцип работы по отклонению, заключающийся в том, что регулируемая величина (например, частота вращения двигателя) с помощью цепи обратной связи сравнивается измерительным устройством с заданным значением и при отклонении от него система вырабатывает сигнал управления, который, будучи усиленным усилителем, поступает в исполнительное устройство (в данном случае — двигатель), где регулируемая величина вновь принимает заданное значение. Примером использования электромашинных элементов в разомкнутых системах могут служить шаговые двигатели, угол поворота которых пропорционален числу управляющих импульсов, поданных в его обмотки.

В замкнутых системах электромашинные элементы находят применение в качестве любого из трех составляющих систему устройств: измерительного (тахогенераторы, сельсины, вращающиеся трансформаторы), усилительного (электромашинные усилители различных типов) и исполнительного (генераторы в источниках электроэнергии, двигатели различных типов в системах регулирования частоты вращения или угла поворота).

Электрические генераторы используются и на подвижных объектах для питания устройств автоматики.

Электромашинные преобразователи, изменяющие род тока, напряжение, частоту, число фаз, распространены в промышленности и на транспорте. Широко применяются электромашинные устройства в качестве первичных преобразователей информации (углов перемещений, частот вращения) в электрический сигнал с осуществлением интегрирования, дифференцирования, тригонометрических преобразований.

В телемеханике электромашинные устройства служат для синхронного и синфазного поворота или вращения двух или нескольких механически не связанных осей, часто отстоящих друг от друга на несколько километров.

Одним из важных свойств электрической машины является ее обратимость, основанная на эффекте наведения ЭДС (известном из основ электротехники) в проводнике при его перемещении в магнитном поле (генератор), с одной стороны, и движения проводника с током в магнитном поле (двигатель), с другой. Поэтому классифицировать и изучать электромашинные элементы целесообразно не по назначению, которое машина выполняет в системе автоматики, а по физическому принципу ее работы, определяющемуся родом тока (постоянного или переменного). Это и определило структуру книги: электромашинные устройства постоянного тока, трансформаторные и электромашинные устройства переменного тока.

Часть первая

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСТРОЙСТВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Глава 1

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 1.1. Общие сведения

Электрическая машина состоит из неподвижной части — *статора* и вращающейся — *ротора*. В машинах постоянного тока ротор включает в себя *якорь* (обмотку с сердечником) и *коллектор*, служащий для выпрямления тока.

Определим различия электрических машин постоянного и переменного тока. Работа электрической машины переменного тока (рис. 1.1, а) в качестве генератора заключается в следующем: при вращении рамки в постоянном магнитном поле в проводниках *ab* и *cd* наводится ЭДС, направление которой определяется по правилу правой руки. Ток по внешней цепи направлен от кольца 1 к кольцу 2.

При повороте рамки на 180° проводники *ab* и *cd* меняются местами, в результате чего изменяется направление тока во внешней цепи. Таким образом, в контуре действует переменная ЭДС и течет переменный ток, дважды изменяющий свое направление за один поворот рамки.

При синусоидальном распределении индукции в зазоре и постоянной частоте вращения рамки ЭДС во времени изменяется синусоидально.

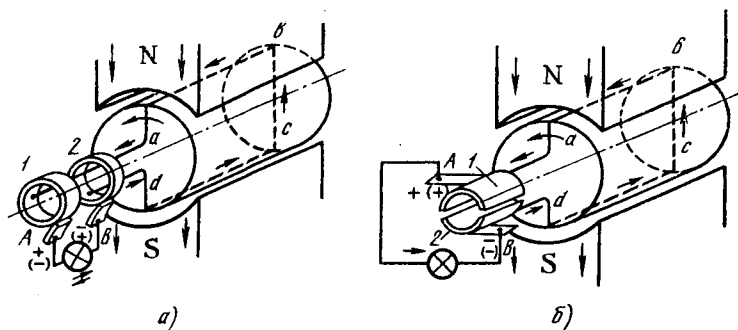


Рис. 1.1. Схемы работы электрических машин

При этом в рамке наводится ЭДС частотой $f = pn/60$, где p — число пар полюсов машины; n — частота вращения рамки.

Для преобразования ЭДС применяют коллектор, в простейшем случае представляющий собой два полукольца. Щетки на коллекторе устанавливают так, чтобы переход каждой из щеток с одной пластины на другую происходил в тот момент, когда наводимая в рамке ЭДС равна нулю (рис. 1.1, б). В этом случае в рамке $abcd$ наводится переменная ЭДС, но к каждой из щеток подводится ЭДС только одного знака. Например, щетка A , касаясь пластины 1 , имеет положительный потенциал,

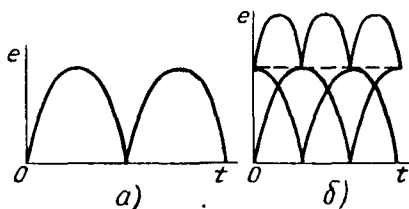


Рис. 1.2. Форма выпрямленной ЭДС на щетках:

a — при одном витке и паре коллекторных пластин;

b — при двух витках и четырех коллекторных пластин

так как к ней подводится ЭДС от проводника ab , находящегося под северным полюсом. При повороте рамки на 180° щетка A соприкасается с пластиной 2 , но по-прежнему имеет положительный потенциал, так как к ней подводится ЭДС от проводника cd , заменившего проводник ab под северным полюсом. Проведя аналогичное рассуждение, можно видеть, что щетка B имеет всегда только отрицательный потенциал. Таким образом, во внешнем участке цепи действует пульсирующая ЭДС (рис. 1.2, a). При увеличении числа витков и коллекторных пластин пульсация ЭДС уменьшается (рис. 1.2, b).

При восьми коллекторных пластинах, приходящихся на каждый полюс, пульсация напряжения на щетках не превышает 1% от среднего значения, поэтому ток, протекающий во внешней цепи, можно считать практически постоянным.

§ 1.2. Устройство электрических машин постоянного тока

На рис. 1.3 показано устройство микромашины постоянного тока закрытого исполнения. Статор такой машины состоит из станины 1 , выполняемой из цельнотянутой стальной трубы. Станина служит основанием для крепления неподвижных частей, а также является одним из участков в магнитной цепи машины. К внутренней поверхности станины крепятся главные полюсы, набранные из листовой стали толщиной 0,5 мм.

Главные полюсы состоят из сердечников 2 и обмоток возбуждения 3 . Сердечники имеют полюсные наконечники 5 , которые обеспечивают нужное распределение магнитной индукции в воздушном зазоре. Катушки главных полюсов соединяются, образуя обмотку возбуждения так, чтобы при прохождении тока полярность полюсов чередовалась. Иногда вместо электромагнитов для возбуждения используют постоянные магниты. В машинах мощностью более 1000 Вт между

главными устанавливают добавочные полюсы, которые служат для улучшения коммутации (см. § 1.6).

Якорь 4 состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали, покрытых лаком для уменьшения вихревых токов, возникающих при перемагничивании якоря во время его вращения в магнитном поле. В изолированные пазы цилиндрической поверхности сердечника якоря укладывают обмотку 6, которую закрепляют в пазах с помощью гетинаксовых или деревянных клиньев. Выступающие за сердечник части обмотки укрепляют на якоре с помощью специальных бандажей. Концы обмотки якоря присоединяют к пластинам коллектора 7. Коллектор представляет собой цилиндрическое тело, состоящее из отдельных медных пластин. Коллекторные пластины тщательно изолируют друг от друга миканитовыми прокладками, а от корпуса машины — миканитовыми манжетами. Коллекторная пластина вместе с изоляцией между пластинами образуют коллекторное деление. Соединение секций обмотки с коллекторными пластинами производят с помощью специальных хомутиков, надеваемых на концы секций и впаиваемых в концы коллекторных пластин. Коллектор, так же как и сердечник якоря, жестко закрепляют на валу 9 с насаженными на нем подшипниками 8.

Внешнюю цепь машины присоединяют к коллектору посредством графитных, электрографитированных или металлографитных щеток 11, которые помещаются в обоймах щеткодержателей и прижимаются к коллектору пружинами. Щеткодержатели монтируют на переднем подшипниковом щите 10. Передний и задний щиты крепят болтами к станине. В расточки щитов помещают шариковые или роликовые подшипники.

§ 1.3. Обмотки якоря

Обмотки якоря электрических машин постоянного тока делят на петлевые (простые и сложные), волновые (простые и сложные), смешанные

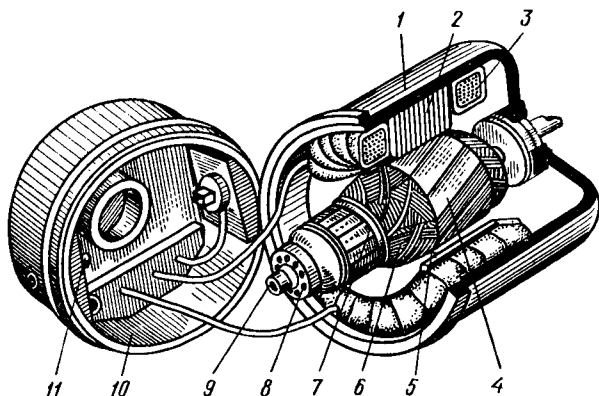


Рис. 1.3. Конструктивная схема электрической машины постоянного тока малой мощности

и специального исполнения. Простые обмотки образуют только одну замкнутую на себя систему проводников, сложные — одну или несколько таких систем.

Основным элементом обмотки является секция. Секцией называют часть обмотки якоря, состоящую из одного, двух витков и более и находящуюся между двумя следующими друг за другом по схеме обмотки коллекторными делениями. Секции обмотки в определенном порядке укладывают в пазах якоря и присоединяют к коллектору. Те части секции, которые расположены в пазах, называют *активными сторонами*, вне пазов — *лобовыми частями*. В машинах средней и большой мощности секции укладывают в пазах сердечника якоря в два слоя. Причем если одну активную сторону располагают в верхнем слое одного паза, то другую — в нижнем слое другого паза, отстоящего от первого на расстоянии, точно или приблизительно равном полюсному делению. В этом случае в проводниках наводятся ЭДС разных знаков.

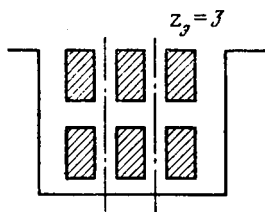


Рис. 1.4. Реальный и элементарные пазы якоря

Для того чтобы правильно соединить секции между собой и с коллекторными пластинами, необходимо знать шаги обмотки по якорю и коллектору. В электрических машинах средней и большой мощности шаги обмотки по якорю измеряют числом элементарных пазов, шаги по коллектору — числом коллекторных пластин. Под *элементарным пазом* понимают часть реального паза с двумя активными сторонами, расположенными одна над другой и принадлежащими разным секциям (рис. 1.4). Один элементарный паз соответствует одной секции или одному делению

коллектора, т. е. $z_3 = s = k$, где z_3 — число элементарных пазов; s — число секций; k — число коллекторных пластин. В микромашинах число реальных пазов $z = z_3$.

На рис. 1.5 показаны схемы соединения секций петлевой (а) и волновой (б) обмоток якоря с обозначением шагов обмотки.

Различают следующие шаги обмотки: y_1 — первый шаг по якорю, равный расстоянию между первой и второй активными сторонами одной и той же секции; y_2 — второй шаг по якорю, равный расстоянию между второй активной стороной любой секции и первой активной стороной следующей последовательно соединенной с ней секции; y — результирующий шаг по якорю, равный расстоянию между соответствующими активными сторонами двух секций, следующих друг за другом по схеме обмотки; y_k — шаг по коллектору, равный расстоянию между делениями коллектора, к которым присоединена секция.

Для правильного выполнения обмотки шаги y и y_k должны находиться во взаимном соответствии (шаг обмотки по якорю не может отставать от шага по коллектору или опережать его), т. е. $y = y_k$.

В простой петлевой обмотке (рис. 1.6) начало и конец секции присоединяют к соседним коллекторным пластинам, поэтому $y_k = y = y_1 - y_2 = 1$. В одном полюсном шаге содержится $z_3/(2p)$ элементарных пазов, поэтому $y_1 \approx z_3/(2p)$. Но y_1 должен быть равен целому числу эле-

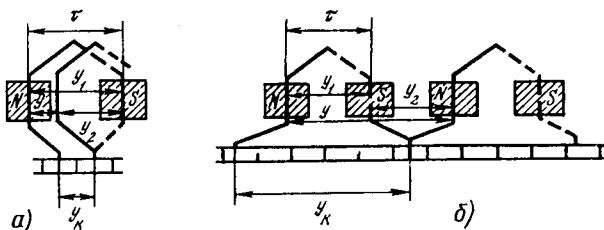


Рис. 1.5. Схемы соединений секций обмоток якоря

ментарных пазов, поэтому $y_1 = (z_s/2p) \mp \varepsilon$ — целое число, где ε — дробное число.

Если обмотку выполняют с полным шагом, то $\varepsilon = 0$. При укороченном шаге обмотки ε вычитают из полученного значения для y_1 .

В данной обмотке $2p = 4$, $s = k = 16$, $y = y_K = 1$, $y_1 = 16/4 = 4$, $y_2 = 4 - 1 = 3$.

Обмотка состоит из четырех участков, в пределах каждого из которых ЭДС действует в одном направлении. Каждый такой участок называют *ветвью обмотки*. Каждая ветвь обмотки занимает часть окружности якоря, соответствующую одному полюсу. Такую часть называют *полюсным шагом* (полюсным делением) $\tau = \pi D/(2p)$, где D — диаметр якоря. В двух находящихся рядом ветвях ЭДС направлены встречно и их сумма при обходе всей обмотки равна нулю, т. е. ЭДС внутри обмотки взаимно уравниваются. Такие обмотки называют *уравновешенными* (симметричными).

Щетки устанавливают на коллекторе таким образом, чтобы разность потенциалов между ними была наибольшей. Для этого секции, замыкаемые щетками на коротко, должны располагаться на *геометрических нейтралах* — линиях, проходящих посередине между соседними полюсами. Щетки одинаковой полярности соединяют параллельно и выводят на щиток машины. Напряжение на зажимах обмотки равно ЭДС только

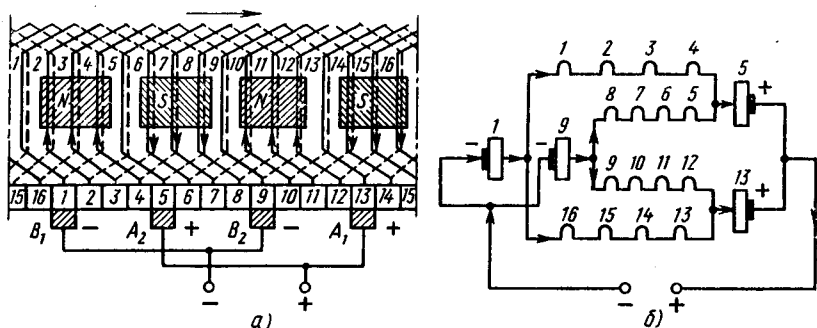


Рис. 1.6. Развернутая (а) и эквивалентная (б) схемы простой петлевой обмотки

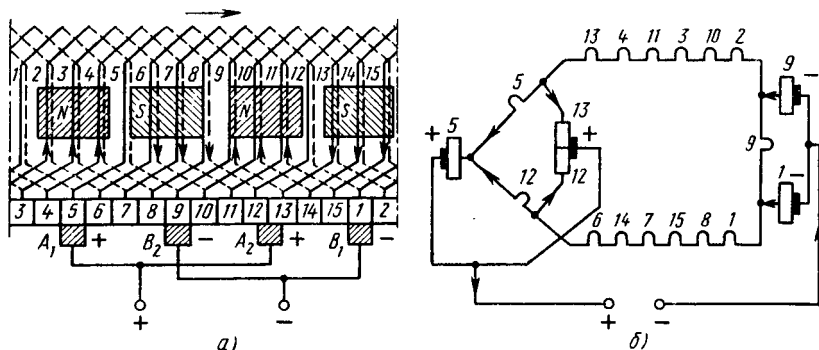


Рис. 1.7. Развернутая (а) и эквивалентная (б) схемы простой волновой обмотки

одной ветви, а ток, текущий во внешней цепи, — сумме токов отдельных ветвей.

Обычно через a обозначают число пар ветвей. Тогда в простой петлевой обмотке общее число ветвей $2a = 2p$ или $a = p$, а ток, протекающий через якорь, $I_a = 2aI_a$, где I_a — ток в одной ветви обмотки.

Сложные петлевые обмотки выполняют так же, как и простые, но шаг по коллектору у них $y_k = y = m$, где $m = 2, 3 \dots$. За счет этого число параллельных ветвей в сложной петлевой обмотке увеличивается в m раз, т. е. $2a = 2mp$.

В простой волновой обмотке (рис. 1.7) $2a = 2$ или $a = 1$; $I_a = 2I_a$; $2p = 4$; $s = k = 15$, $y_k = y = (k \pm 1)/p = (15 - 1)/2 = 7$; $y_1 = (15/4) - (3/4) = 3$; $y_2 = y - y_1 = 7 - 3 = 4$. В данной обмотке начало и конец секции присоединяют к коллекторным пластинам, расстояние между которыми $y_k \approx 2\tau$. Второй шаг y_2 выполняется в ту же сторону, что и первый, поэтому $y = y_k = y_1 + y_2$.

Сложные петлевые и волновые обмотки применяют лишь в машинах большой мощности.

ЭДС обмотки якоря. Определим ЭДС обмотки якоря с полным шагом, когда щетки установлены на геометрической нейтрали. Пусть машина не нагружена. Заменяем действительную трапецеидальную форму распределения магнитной индукции B_δ в воздушном зазоре под полюсом равновеликим прямоугольником $AEFD$ с высотой B_{cp} (рис. 1.8). Среднее значение ЭДС, наводимой в одном проводнике,

$$e_{cp} = lvB_{cp},$$

где l — длина проводника; v — линейная (окружная) скорость якоря; B_{cp} — среднее значение магнитной индукции.

Если полное число проводников обмотки якоря обозначить через N , то каждая ветвь будет состоять из $N/(2a)$ проводников. ЭДС ветви $E_a = e_{cp}N/(2a) = lvB_{cp}N/(2a)$. Подставив $v = \pi Dn/60$, получим

$$E_a = 2 \frac{pn}{60} \tau l B_{cp} \frac{N}{2a},$$

где $\Phi = \tau l B_{cp}$ — магнитный поток полюса.

Так как ветви в обмотке соединены параллельно, то $E_a = E_{я}$, где $E_{я}$ – ЭДС обмотки якоря. Тогда

$$E_{я} = \frac{p}{60} \frac{N}{a} n \Phi. \quad (1.1)$$

Обозначив $\frac{p}{60} \frac{N}{a} = c$, получим

$$E_{я} = cn\Phi, \quad (1.2)$$

т. е. ЭДС обмотки якоря определяется частотой вращения якоря n и магнитным потоком Φ .

Если ширина секции меньше полюсного деления ($y_1 < \tau$), то магнитный поток, пронизывающий секцию, а следовательно, и ЭДС уменьшаются. Такое же влияние на магнитный поток и ЭДС оказывает сдвиг щеток с геометрической нейтрали.

§ 1.4. Магнитная цепь

При расчете магнитной цепи определяют магнитодвижущую силу (МДС) обмотки возбуждения, обеспечивающую создание необходимой ЭДС якоря при номинальной частоте вращения. Учитывая закон полного тока, МДС холостого хода на пару полюсов

$$F_0 = \oint H dl = 2I_b w_b, \quad (1.3)$$

где H – напряженность поля в направлении dl ; I_b – ток возбуждения; w_b – число витков обмотки возбуждения одного полюса.

Обычно путь магнитного потока делят на участки (рис. 1.9), в каждом из которых напряженность магнитного поля постоянна. Если принять контур интегрирования совпадающим на каждом участке с направлением вектора H , то контурный интеграл в формуле (1.3) можно заменить суммой:

$$\oint H dl = H_{\delta} 2\delta k_{\delta} + H_z 2h_z + H_{я} l_{я} + H_n 2h_n + H_{яp} l_{яp} = 2I_b w_b, \quad (1.4)$$

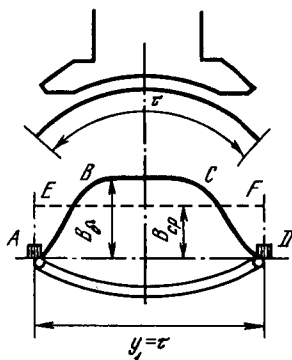


Рис. 1.8. Распределение магнитной индукции в зазоре под полюсом

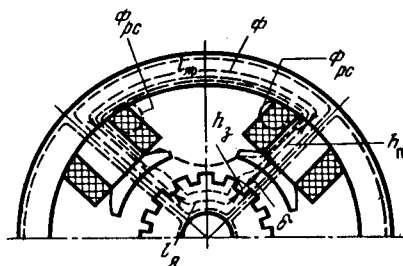


Рис. 1.9. Магнитная цепь машины постоянного тока

где H_δ — напряженность в воздушном зазоре; δ — размер воздушного зазора; k_δ — коэффициент воздушного зазора, учитывающий зубчатое строение якоря; H_z — напряженность в зубцах якоря; h_z — высота зубца якоря; H_π — напряженность в сердечнике якоря; l_π — длина пути магнитного потока в сердечнике якоря; H_μ — напряженность в полюсах; h_μ — высота полюса; $H_{яp}$ — напряженность в ярме статора; $l_{яp}$ — длина пути магнитного потока в ярме статора.

При рассмотрении магнитной цепи часто пренебрегают потоком рассеяния $\Phi_{рс}$ и, пользуясь формулой (1.1), определяют магнитный поток Φ , необходимый для создания ЭДС. Затем, исходя из требуемого значения потока Φ , рассчитывают магнитную индукцию B на каждом участке магнитопровода. Напряженность в воздушном зазоре $H_\delta = B_\delta / \mu_0$, где B_δ — магнитная индукция в воздушном зазоре, μ_0 — магнитная постоянная. Далее по кривой намагничивания стали (рис. 1.10) в соответствии со значением магнитной индукции находят напряженность H в каждом стальном участке магнитопровода.

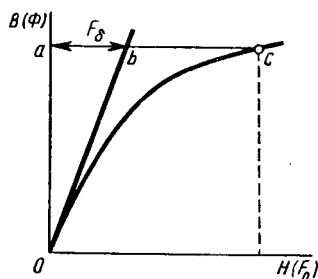


Рис. 1.10. Кривая намагничивания

Пользуясь выражением (1.4), вычисляют МДС F_0 и при заданном числе витков w_n — ток возбуждения I_n . Кривую намагничивания $B = f(H)$ можно представить в виде зависимости $\Phi = f(F_0)$. В начальной части эта зависимость имеет линейный характер, так как сталь машины не насыщена и МДС идет на проведение потока только через зазор ($\mu_0 = \text{const}$). По отношению отрезков ab к ac можно судить о степени насыщения стали (%) при заданном значении магнитного потока Φ : $F_\delta = \frac{ab}{ac} \cdot 100$.

§ 1.5. Реакция якоря

При холостом ходе генератора существует только МДС главных полюсов, создающая основной магнитный поток (рис. 1.11, а). При замыкании внешней цепи появляется ток якоря, который создаст МДС якоря и соответствующий ей магнитный поток якоря (рис. 1.11, б). Воздействие магнитного поля якоря на основное поле машины называют *реакцией якоря*. Результирующее поле генератора отличается от основного наличием поля реакции якоря (рис. 1.11, в).

Рассмотрим действие реакции якоря на работу машины в режиме генератора. При вращении якоря в его обмотке наводятся ЭДС, направление которых в проводниках (рис. 1.11) показано знаками (+) и (·). На рис. 1.11, а ток в обмотке якоря отсутствует, так как цепь якоря разомкнута. На рис. 1.11, б приведена картина распределения магнитного поля якоря, созданного только МДС его обмотки (ток имеет такое же направление, что и ЭДС). Как видно из рисунка, якорь представляет собой электромагнит, ось которого совпадает с линией щеток. Если щетки находятся на геометрической нейтральной $n - n'$, то поле якоря направлено

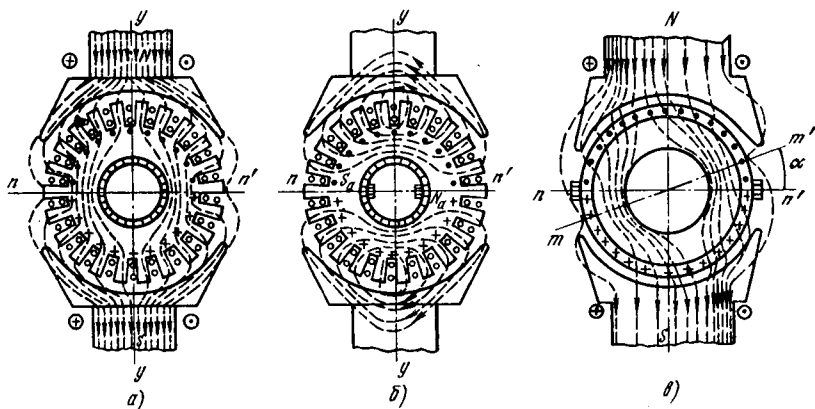


Рис. 1.11. Картины распределения магнитных полей в электрической машине

по поперечной оси относительно основного поля машины. МДС якоря по этой оси имеет максимальное значение.

График распределения индукции основного поля приведен на рис. 1.12 (кривая 1). Можно считать, что МДС якоря убывает по закону прямой линии (прямая 2) и под серединой полюса становится равной нулю. Распределение индукции якоря в зазоре совпадает с распределением МДС якоря лишь под полюсами. В межполюсном пространстве индукция якоря резко уменьшается (кривая 3) вследствие увеличения воздушного зазора, а следовательно, и сопротивления магнитному потоку якоря.

На рис. 1.11, в приведена картина результирующего поля генератора при вращении якоря по часовой стрелке, а на рис. 1.12 (кривая 4) представлен график распределения индукции этого поля генератора, полученный по принципу наложения, что справедливо для машины с ненасыщенной магнитной системой.

Из сравнения рис. 1.11 (а, в) и 1.12 (кривые 1, 4) видно, что среднее значение основного магнитного поля не изменяется, но искажается, увеличиваясь под сбегающим и уменьшаясь под набегающим краями полюса. Ось результирующего поля смещается, что приводит к смещению физической нейтральной оси mm' относительно геометрической nn' в сторону

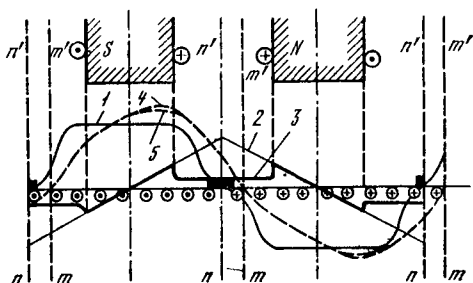


Рис. 1.12. Кривые распределения индукции при работе машины в режиме генератора

вращения якоря. *Физическая нейтраль* — это линия, проходящая через точки окружности якоря, в которых индукция равна нулю.

Если магнитная система машины насыщена, то одна половина полюса подмагничивается в меньшей степени, чем размагничивается другая (рис. 1.12, кривая 5). Следовательно, суммарный магнитный поток уменьшается, что приводит к понижению ЭДС, наводимой в обмотке якоря.

Размагничивающее влияние реакции якоря усиливается при сдвиге щеток с геометрической нейтрали в направлении вращения якоря. В этом случае МДС реакции якоря имеет две составляющие: поперечную, искажающую основное поле, и продольную, действующую против МДС обмотки возбуждения и, следовательно, уменьшающую поток.

При работе машины в режиме двигателя ток якоря направлен встречно по отношению к ЭДС. Поэтому представленная на рис. 1.12 картина результирующего поля (кривая 4) справедлива и для двигателя, но при вращении его якоря против часовой стрелки. Это позволяет сделать следующие выводы:

а) при нахождении щеток на геометрической нейтрали реакция якоря искажает основное поле, ослабляя его под сбегавшим и усиливая под набегающим краями полюса (физическая нейтраль сдвигается против направления вращения якоря);

б) при сдвиге щеток с нейтрали кроме поперечной возникает и продольная составляющая МДС реакции якоря.

В нереверсивных двигателях щетки сдвигают противоположно направлению вращения, в результате чего продольная составляющая реакции якоря уменьшает результирующее поле. У реверсивных двигателей щетки закрепляют на геометрической нейтрали, поэтому продольная составляющая реакции якоря у них отсутствует.

§ 1.6. Коммутация

При вращении якоря в момент перехода секций из одной ветви обмотки в другую ток в секции изменяет свое направление. Такой процесс называют *коммутацией*. Коммутация считается хорошей, если нет искрения. Сущность коммутационного процесса заключается в следующем.

До начала коммутации (рис. 1.13, а) через коллекторную пластину 1 к щетке справа и слева подходит ток из двух параллельных ветвей. По секции проходит ток $i = I_a$. Ток $i_1 = 2I_a$. Когда коллекторная пластина 2 соприкасается со щеткой (рис. 1.13, б), начинается коммутация секции, замыкаемой коротко щеткой. В течение всего времени коммутации сумма токов, проходящих в щетку через пластины 1 и 2, остается постоянной: $i_1 + i_2 = 2I_a$. Вследствие поворота якоря площадь соприкосновения щетки с пластиной 1 уменьшается. В дальнейшем щетка теряет контакт с пластиной 1 (рис. 1.13, в) и коммутация секции заканчивается. В этот момент ток $i_2 = 2I_a$ проходит через щетку только по коллекторной пластине 2, следовательно, ток в секции опять равен I_a , как и до начала коммутации, но имеет обратное направление. График изменения тока в процессе коммутации представлен на рис. 1.14.

Время коммутации T_k , составляющее тысячные доли секунды, назы-

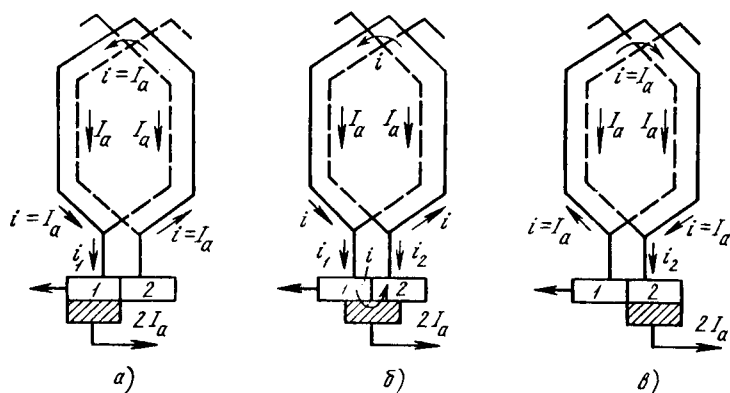


Рис. 1.13. Распределение тока в сечениях в различные моменты коммутации

вают периодом коммутации; T_n — время между коммутациями, когда ток в секции имеет постоянное значение.

Для токов коммутируемой секции (рис. 1.13, б) по первому закону Кирхгофа можно записать

$$i_1 = I_a + i; \quad i_2 = I_a - i, \quad (1.5)$$

где i_1 и i_2 — токи, проходящие через пластины 1 и 2; i — ток коммутируемой секции.

Обозначив через $R_{\text{ш1}}$ и $R_{\text{ш2}}$ сопротивления в щеточных контактах с коллекторными пластинами 1 и 2 и пренебрегая сопротивлениями секции и соединительных проводов, в соответствии с рис. 1.13, б для короткозамкнутой секции второй закон Кирхгофа можно записать как

$$i_1 R_{\text{ш1}} - i_2 R_{\text{ш2}} = \sum e, \quad (1.6)$$

где $\sum e$ — сумма ЭДС, наведенных в коммутируемой секции. В нее входит ЭДС самоиндукции e_L , возникающая вследствие изменения тока, ЭДС взаимной индукции e_M , появляющаяся за счет одновременной коммутации нескольких секций, и ЭДС вращения e_K , наводимая внешним полем. Сумму ЭДС самоиндукции и взаимной индукции называют реактивной ЭДС: $e_X = e_L + e_M$.

Подставив значения i_1 и i_2 из (1.5) в уравнение (1.6), получим

$$i = I_a \frac{R_{\text{ш2}} - R_{\text{ш1}}}{R_{\text{ш1}} + R_{\text{ш2}}} + \frac{\sum e}{R_{\text{ш1}} + R_{\text{ш2}}}. \quad (1.7)$$

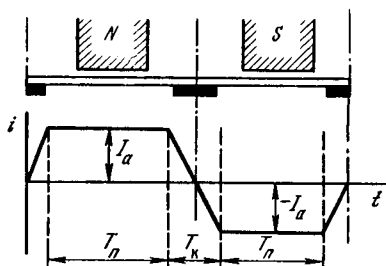


Рис. 1.14. График изменения тока в процессе коммутации

Будем считать, что $R_{ш1}$ и $R_{ш2}$ обратно пропорциональны площадям соприкосновения соответственно сбегающего (S_1) и набегающего (S_2) краев щетки. Тогда $R_{ш1}/R_{ш2} = S_2/S_1$.

Площадь S_2 пропорциональна времени t , прошедшему от начала коммутации, а S_1 — времени $T_k - t$, оставшемуся до ее окончания. Тогда $R_{ш1}/R_{ш2} = S_2/S_1 = t/(T_k - t)$, откуда $R_{ш2}/R_{ш1} = (T_k - t)/t$.

Подставив (1.7) в (1.5), определим

$$i = I_a \left(1 - \frac{2t}{T_k} \right) + \frac{\sum e}{R_{ш1} + R_{ш2}}. \quad (1.8)$$

Линейная коммутация. Если $\sum e = 0$, то уравнение (1.8) принимает вид

$$i = i_n = I_a (1 - 2t/T_k).$$

Полученное уравнение показывает, что ток i в коммутируемой секции изменяется во времени линейно (рис. 1.15, а). Такую коммутацию называют *линейной*.

Плотность тока под набегающим краем щетки $j_{ш2} = i_2/S_2$ равна плотности тока под сбегающим краем $j_{ш1} = i_1/S_1$. Действительно, если $S_2 \sim t$, а $S_1 \sim T_k - t$, то $j_{ш2} = k(i_2/t) = k \operatorname{tg} \alpha_2$; $j_{ш1} = k i_1/(T_k - t) = k \operatorname{tg} \alpha_1$, где k — коэффициент пропорциональности. Так как $\alpha_1 = \alpha_2$, то $j_{ш1} = j_{ш2}$.

Таким образом, при линейной коммутации плотность тока распределяется равномерно.

Такая коммутирующая цепь определяется только активными сопротивлениями и ее можно рассмат-

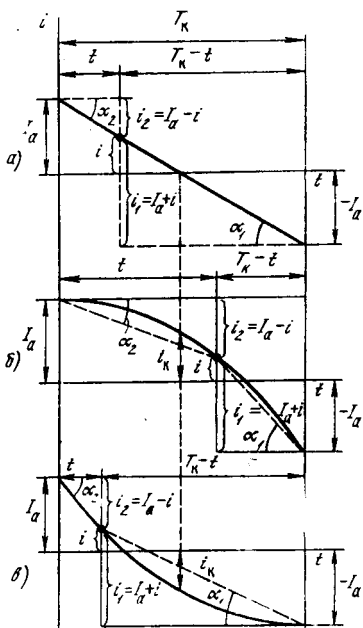


Рис. 1.15. Графики изменения тока при различных видах коммутации

ривать как безындукционную. Поэтому искрение под щеткой отсутствует.

Замедленная коммутация. Когда в зоне коммутации нет внешнего поля (при положении щеток на физической нейтрали), ЭДС $e_k = 0$. В коммутируемой секции действует только реактивная ЭДС e_x . Согласно правилу Ленца, она задерживает изменение тока, вследствие чего ток $i = i_n + i_k [i_k = e_x/(R_{ш1} + R_{ш2})]$ проходит нулевое значение позже, чем при линейной коммутации. Такую коммутацию называют *замедленной* (рис. 1.15, б). Плотность $j_{ш1} > j_{ш2}$, поэтому под сбегающим краем щетки может возникнуть интенсивное искрение, что опасно для машины.

Ускоренная коммутация. Если в коммутируемой секции внешним полем наводится ЭДС вращения e_k , направленная против ЭДС e_x и $e_k > e_x$, то процесс изменения тока происходит быстрее, чем при линейной коммутации. Такую коммутацию называют *ускоренной* (рис. 1.15, в). При этом $j_{ш2} > j_{ш1}$. Следовательно, искрение может возникнуть под на-

бегающим краем щетки, что не опасно, так как щетка, как бы набегая на искры, гасит их.

При полной компенсации реактивной ЭДС e_x , когда $e_k = e_x$, имеет место линейная коммутация.

Способы улучшения коммутации. Для улучшения коммутации необходимо уменьшить добавочный ток коммутации i_k . Для этого применяют твердые электрографитированные щетки с большими сопротивлениями $R_{щ1}$ и $R_{щ2}$, сокращают число витков в секциях обмотки, укорачивают шаг обмотки, уменьшают ширину щеток так, чтобы она была близка к ширине коллекторной пластины, снижают частоту вращения якоря. Все эти способы используют ограниченно из-за увеличения массы и габаритов машины, а также потерь на трение.

Наиболее простым способом улучшения коммутации является сдвиг щеток за физическую нейтраль по направлению вращения якоря в генераторах и против вращения — в двигателях. За счет этого в зоне коммутации создается магнитный поток такого значения и направления, что в коммутируемой секции наводится ЭДС вращения e_k , компенсирующая ЭДС e_x .

Установка дополнительных полюсов в зоне коммутации (на линии геометрической нейтрали) и применение компенсационной обмотки (в полюсных башмаках статора) — это основные способы улучшения коммутации машин постоянного тока средней и большой мощности. Для обеспечения автоматической компенсации реактивной ЭДС при изменении нагрузки машины магнитные потоки дополнительных полюсов и компенсационной обмотки должны изменяться пропорционально току якоря. Поэтому как обмотки дополнительных полюсов, так и компенсационную обмотку включают последовательно с обмоткой якоря.

Глава 2

ГЕНЕРАТОРЫ, ТАХОГЕНЕРАТОРЫ И ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

§ 2.1. Общие сведения

Генераторы постоянного тока разной мощности широко распространены в различных отраслях промышленности. В системах автоматического управления и регулирования, а также следящих системах применяют тахогенераторы и электромашинные усилители постоянного тока.

В зависимости от способа возбуждения генераторы подразделяют на генераторы независимого возбуждения и с самовозбуждением. Генераторы независимого возбуждения делят на генераторы с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением. Генераторы с самовозбуждением бывают параллельного и смешанного возбуждения.

Наглядное представление о преобразовании механической энергии в электрическую дает энергетическая диаграмма генератора параллельного возбуждения (рис. 2.1), где введены следующие обозначения: P_1 — подводимая механическая мощность; $P_v = UI_v$ — мощность, расходуемая на возбуждение; $P_{мх}$ — механическая мощность потерь;

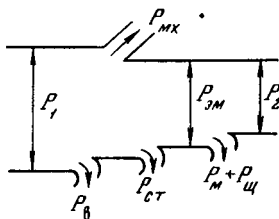


Рис. 2.1. Энергетическая диаграмма генератора параллельного возбуждения

$P_{ст}$ — мощность потерь в стали; $P_{эм} = E_{я} I_{я}$ — электромагнитная мощность; $P_{м} + P_{щ} = I_{я}^2 \sum R_{я}$ — мощность потерь в меди обмоток и в щеточных контактах; $P_2 = U I_{я}$ — полезная электрическая мощность; $\sum R_{я}$ — общее сопротивление цепи якоря, образованное сопротивлением последовательно включенных обмоток и щеточных контактов.

Из энергетической диаграммы имеем $P_2 = P_{эм} - (P_{м} + P_{щ})$ или

$$U I_{я} = E_{я} I_{я} - I_{я}^2 \sum R_{я}. \quad (2.1)$$

Сократив выражение (2.1) на $I_{я}$, получим уравнение равновесия ЭДС генератора:

$$U = E_{я} - I_{я} \sum R_{я}. \quad (2.2)$$

Способ возбуждения генератора оказывает большое влияние на его характеристики.

Магнитоэлектрические генераторы выполняют на малую мощность. Для создания потока возбуждения в них применяют постоянные магниты, изготовленные из высококачественных магнитных сплавов марок АН (альни), АНК (альнисини) и АНКО (альнико, магнико). Из-за отсутствия обмотки возбуждения такие генераторы имеют меньшую массу и габариты, более высокий КПД. У них есть и существенные недостатки: необратимое действие реакции якоря на постоянные магниты, высокая стоимость магнитоэлектрических материалов и др.

§ 2.2. Генераторы независимого, параллельного и смешанного возбуждения

Схема генератора независимого возбуждения приведена на рис. 2.2. О свойствах генератора судят по его основным характеристикам, к которым относят характеристику холостого хода, а также нагрузочную, внешнюю и регулировочную. Под *характеристикой холостого хода* понимают зависимость $E_{я} = f(I_{я})$ при $I_{я} = 0$, $n = \text{const}$. По этой характеристике (рис. 2.3) оценивают свойства магнитной цепи машины; ЭДС $E_{ост}$ соответствует потоку остаточного намагничивания $\Phi_{ост}$, составляющему 1–3% от основного потока. Петля гистерезиса определяет свойства стали полюсов и ярма. Точка N определяет степень насыщения магнитной цепи.

Внешняя характеристика (рис. 2.4, кривая 1)

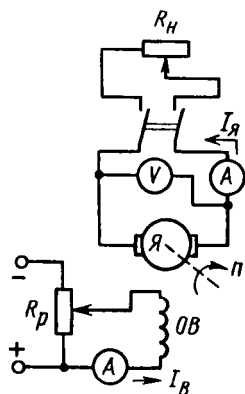


Рис. 2.2 Схема генератора независимого возбуждения

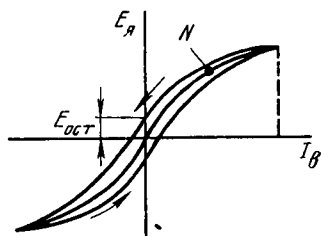


Рис. 2.3. Характеристика холостого хода генератора независимого возбуждения

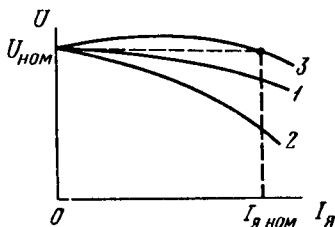


Рис. 2.4. Внешние характеристики генераторов независимого (кривая 1), параллельного (кривая 2) и смешанного (кривая 3) возбуждения

представляет собой зависимость $U = f(I_a)$ при сопротивлении реостата $R_p = \text{const}$ ($I_b = \text{const}$); $n = \text{const}$. С увеличением тока якоря (нагрузки) напряжение на зажимах генератора уменьшается из-за падения напряжения в якорной цепи и реакции якоря. Изменение напряжения (%) $\Delta U_n = [(E_a - U_{\text{ном}})/U_{\text{ном}}] \cdot 100$, где $U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение генератора.

Нагрузочная характеристика — это зависимость $U = f(I_a)$ при $I_b = \text{const}$, $n = \text{const}$ (рис. 2.5, кривая 1); она проходит ниже характеристики холостого хода 2 вследствие падения напряжения в якорной цепи и реакции якоря. Чем больше ток якоря, тем характеристика 1 проходит ниже по отношению к характеристике 2.

Регулировочная характеристика — это зависимость $I_b = f(I_a)$ при $U = \text{const}$, $n = \text{const}$ (рис. 2.6).

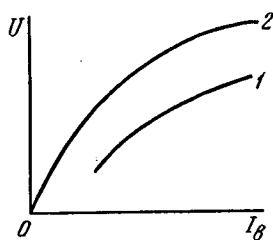


Рис. 2.5. Нагрузочная характеристика генератора независимого возбуждения

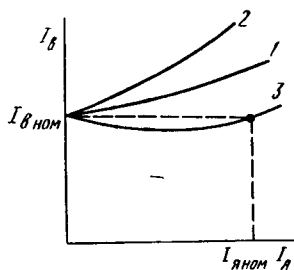


Рис. 2.6. Регулировочные характеристики генераторов независимого (кривая 1), параллельного (кривая 2) и смешанного (кривая 3) возбуждения

Чтобы поддерживать напряжение постоянным, необходимо при увеличении тока I_a увеличивать ток возбуждения I_b .

Напряжение на зажимах генератора параллельного возбуждения (рис. 2.7) создается в процессе самовозбуждения за счет наличия в генераторе небольшого потока остаточного намагничивания $\Phi_{\text{ост}}$. Если якорь привести во вращение, то под действием этого потока в обмотке якоря возникает небольшая ЭДС $E_{\text{ост}}$ и по цепи возбуждения потечет небольшой ток, который создает добавочный поток $\Phi_{\text{доб}}$. Генератор мо-

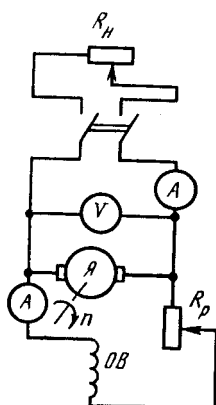
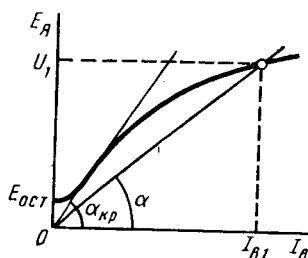


Рис. 2.7. Схема генератора параллельного возбуждения

Рис. 2.8. К объяснению самовозбуждения генератора параллельного возбуждения



жет возбудиться только при согласном направлении $\Phi_{\text{доб}}$ и $\Phi_{\text{ост}}$. В этом случае общий поток увеличивается, что приводит к возрастанию ЭДС в якоре, а это в свою очередь вызывает дальнейшее увеличение $I_{\text{в}}$ и т. д.

Значение напряжения, до которого возбудится генератор, зависит от сопротивления цепи возбуждения $R_{\text{в}} + R_{\text{р}}$, где $R_{\text{в}}$ — сопротивление обмотки возбуждения. Предположим, что генератор возбудился до напряжения $U_1 = I_{\text{в}1}(R_{\text{в}} + R_{\text{р}})$ при $I_{\text{я}} = 0$, $R_{\text{в}} + R_{\text{р}} = \text{const}$ (рис. 2.8). Согласно условию $R_{\text{в}} + R_{\text{р}} = U_1/I_{\text{в}1} = \text{tg } \alpha = \text{const}$, т. е. процесс самовозбуждения генератора при заданных n и $R_{\text{в}} + R_{\text{р}}$ идет до напряжения, определяемого точкой пересечения характеристики холостого хода 1 с прямой 2, проходящей из начала координат под углом α к оси абсцисс при $\text{tg } \alpha = R_{\text{в}} + R_{\text{р}}$. При увеличении сопротивления цепи возбуждения (реостата $R_{\text{р}}$) угол α возрастает, и когда прямолинейная часть характеристики холостого хода и прямая, зависящая от сопротивления цепи возбуждения, совпадут, равен критическому значению $\alpha_{\text{кр}}$. Соответствующее ему сопротивление цепи возбуждения называют *критическим* $R_{\text{кр}}$. При сопротивлении цепи возбуждения больше $R_{\text{кр}}$ самовозбуждение невозможно.

Характеристика холостого хода и нагрузочная характеристика генератора параллельного возбуждения имеют вид, аналогичный соответствующим характеристикам генератора независимого возбуждения. Внешняя характеристика отличается, потому что в генераторе параллельного возбуждения падение напряжения больше, чем в генераторе независимого возбуждения. Это объясняется тем, что у него с увеличением тока нагрузки ток возбуждения, а следовательно, и ЭДС уменьшаются (см. рис. 2.4, кривая 2).

Основное значение в генераторе смешанного возбуждения (рис. 2.9) имеет параллельная обмотка OB_1 , последовательную обмотку возбуждения OB_2 выбирают с таким расчетом, чтобы ее МДС компенсировала действие реакции якоря и падение напряжения в якорной цепи при определенной нагрузке, обеспечивая автоматическое поддержание напряжения неизменным в определенных пределах.

Технические данные генераторов постоянного тока серии П приведены в табл. П.1.

§ 2.3. Тахогенераторы постоянного тока

Тахогенераторы представляют собой электрические генераторы небольшой мощности, служащие для преобразования частоты вращения в электрический сигнал. Как правило, тахогенераторы выполняют с электромагнитным (рис. 2.10, а) или магнитоэлектрическим (рис. 2.10, б) возбуждением.

Основными требованиями, предъявляемыми к тахогенераторам, являются: а) линейность выходной характеристики; б) большая крутизна выходной характеристики; в) малое влияние на выходную характеристику изменения температуры окружающей среды и нагрузки; г) минимум пульсаций напряжения на коллекторе.

Выходная характеристика тахогенератора представляет собой зависимость $U = f(n)$. Для обеспечения линейности характеристики должна быть сохранена строгая пропорциональность между выходным напряжением U и частотой вращения n : $U = c_1 n$, или

$$U = k\omega = k d\alpha/dt, \quad (2.3)$$

где k — статический коэффициент усиления; $\omega = d\alpha/dt = \pi n/30$ — угловая скорость вращения.

Крутизна выходной характеристики представляет собой отношение приращения напряжения к приращению частоты вращения:

$$c_1 = \Delta U / \Delta n. \quad (2.4)$$

При холостом ходе ЭДС якоря пропорциональна частоте вращения: $E_a = c_n \Phi_b = c' n$, где $c' = c \Phi_b$; Φ_b — магнитный поток возбуждения.

При нагрузке напряжение на зажимах тахогенератора уменьшается на падение напряжения: $U = E_a - I_a R_a$, где $I_a = U/R_n$; R_n — сопротивление нагрузки.

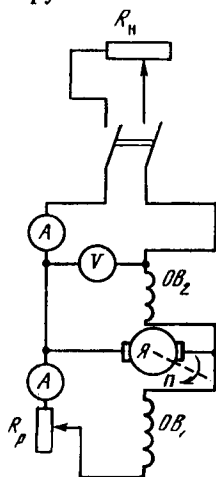
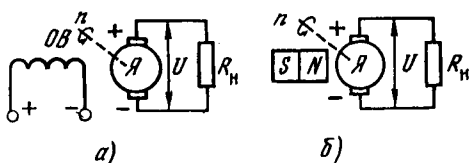


Рис. 2.9. Схема генератора смешанного возбуждения

Рис. 2.10. Схемы тахогенераторов постоянного тока



Подставляя значение $I_{я}$ в уравнение (2.2), получим

$$U = E_{я} - U(R_{я}/R_{н}),$$

откуда

$$U = \frac{E_{я}}{1 + R_{я}/R_{н}} \approx \frac{c'}{1 + R_{я}/R_{н}} n. \quad (2.5)$$

При постоянстве $R_{я}$, $R_{н}$ и $\Phi_{в}$

$$U = c_1 n, \quad (2.6)$$

где

$$c_1 = \frac{c'}{1 + R_{я}/R_{н}} = \frac{c\Phi_{в}R_{н}}{R_{я} + R_{н}}. \quad (2.7)$$

Чем больше c , $\Phi_{в}$, $R_{н}$ и меньше $R_{я}$, тем больше крутизна c_1 . Тахогенераторы с электромагнитным возбуждением имеют большую крутизну выходной характеристики, чем магнитоэлектрические.

Из уравнения (2.5) следует, что выходное напряжение U и при нагрузке является линейной функцией частоты вращения. Однако практически выходная характеристика отклоняется от линейной (рис. 2.11) из-за наличия МДС реакции якоря, ослабляющей поток возбуждения $\Phi_{в}$. Результирующий поток

$$\Phi = \Phi_{в} - \Phi_{р}, \quad (2.8)$$

где $\Phi_{р} = c_l I_{я} = c_l (U/R_{н})$ — поток, характеризующий размагничивающее действие реакции якоря; c_l — коэффициент пропорциональности между магнитным потоком и током.

Напряжение тахогенератора с учетом МДС реакции якоря

$$U = c n \Phi - I_{я} R_{я} = c n \Phi - \frac{U}{R_{н}} R_{я},$$

откуда

$$U = \frac{c n \Phi}{1 + R_{я}/R_{н}}.$$

Обозначим $\frac{c}{1 + R_{я}/R_{н}} = c_2$. Учитывая выражение (2.8), получим

$$U = c_2 n \Phi = c_2 n \Phi_{в} - c_2 n \Phi_{р} = c_2 n \Phi_{в} - c_2 c_l \frac{U}{R_{н}} n, \quad (2.9)$$

откуда

$$U = \frac{c_2 \Phi_{в} n}{1 + c_2 c_l \frac{n}{R_{н}}} = \frac{c_3 n}{1 + c_4 \frac{n}{R_{н}}}, \quad (2.10)$$

где $c_3 = c_2 \Phi_{в}$; $c_4 = c_2 c_l$. Уравнение (2.9) показывает, что выходная характеристика тем больше отклоняется от линейной, чем меньше $R_{н}$ и больше n .

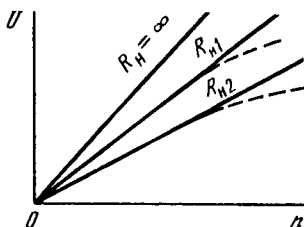


Рис. 2.11. Выходные характеристики тахогенератора при различных R_n

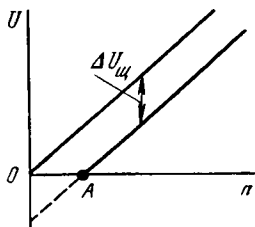


Рис. 2.12. К объяснению влияния сопротивления щеточного контакта на выходную характеристику тахогенератора

Отклонение от линейности из-за размагничивающего действия реакции якоря определяет первую погрешность тахогенератора. Для уменьшения ее следует нагружать тахогенератор на относительно большое сопротивление нагрузки R_n и использовать небольшой диапазон частот вращения. Вторая погрешность обусловлена наличием переходного контакта между коллектором и щетками. Падение напряжения на переходном контакте $R_{щ}$ с некоторым допущением можно считать постоянным: $U_{щ} = I_a R_{щ} \approx \text{const}$.

Если не учитывать размагничивающего действия реакции якоря, уравнение (2.2) можно записать как

$$U = E_a - U_{щ} - I_a R_a.$$

Подставив в выражение (2.10) $E_a = c'n$; $I_a = U/R_n$, найдем

$$U = c'n - U_{щ} - U(R_a/R_n),$$

откуда

$$U = \frac{c'n}{1 + R_a/R_n} - \frac{U_{щ}}{1 + R_a/R_n} = c_1 n - \Delta U_{щ}.$$

Наличие $U_{щ}$ обуславливает отрицательное смещение выходной характеристики на постоянный отрезок: $\Delta U_{щ} = \frac{U_{щ}}{1 + R_a/R_n}$, вследствие чего появляется зона нечувствительности OA , в пределах которой вращающийся тахогенератор не создает напряжения (рис. 2.12).

Для уменьшения $\Delta U_{щ}$ в тахогенераторах применяют медно-графитовые или серебряно-графитовые щетки. При смещении щеток с геометрической нейтральной линии выходные напряжения различны при вращении якоря с одинаковой частотой в противоположных направлениях, что приводит к возникновению несимметрии выходного напряжения. Погрешность выходного напряжения (%)

$$\Delta U = \frac{U_{пр} - U_{л}}{(U_{пр} + U_{л})/2} \cdot 100,$$

где $U_{пр}$ и $U_{л}$ — напряжения при правом и левом вращении якоря с одинаковой частотой.

В тахогенераторах с электромагнитным возбуждением наблюдается неустойчивость выходной характеристики вследствие нагрева обмотки полюсов. Для уменьшения температурного влияния на крутизну выходной характеристики магнитная система тахогенератора делается насыщенной. В этом случае изменение тока возбуждения вследствие температурного изменения сопротивления обмотки почти не влияет на магнитный поток тахогенератора. Практически за крутизну выходной характеристики часто принимают число вольт, приходящееся на 1000 об/мин.

Напряжение на выходе тахогенератора, как и напряжение генератора постоянного тока, имеет якорные, зубцовые и коллекторные пульсации. Сглаживание пульсаций выходного напряжения тахогенератора осуществляется за счет: а) увеличения зазора до пределов, определяемых допустимой МДС возбуждения машины; б) строгой цилиндричности поверхности якоря и коллектора; в) устранения эксцентриситета якоря; г) специальной веерообразной сборки железа якоря со сдвигом каждого листа относительно предыдущего на один зубцовый шаг; д) изготовления тахогенераторов таким образом, чтобы число пазов или зубцов на полюс не равнялось целому числу; е) увеличение числа коллекторных пластин.

Тахогенераторы применяют для: а) измерения частоты вращения любого вала в диапазоне 0 – 10000 об/мин; б) осуществления вычислительных операций; в) выработки сигнала, пропорционального частоте вращения в схемах автоматического регулирования частоты вращения и в системах следящего привода.

От тахогенератора могут питаться потенциометры, потребляющие при максимальной рабочей частоте вращения мощность до десятков ватт; обмотки электромашинных или магнитных усилителей с добавочными резисторными элементами и реле. В некоторых системах к тахогенераторам подключают входные цепи электронных и полупроводниковых усилителей.

§ 2.4. Переходные процессы и передаточная функция тахогенератора

Тахогенераторы часто работают в переходных режимах, при непрерывном изменении как входного (угол поворота или частота вращения), так и выходного (ЭДС якоря) параметров. Процессы, происходящие в тахогенераторе в неустановившихся режимах, описываются дифференциальными уравнениями.

При анализе любых автоматических систем используют понятие *динамических звеньев*, т. е. элементарных частей схемы, динамические свойства которых описываются тем или иным видом дифференциальных уравнений. Для характеристики и классификации динамических звеньев вместо дифференциальных уравнений применяют передаточные функции.

Под *передаточной функцией* динамического звена понимают отношение изображений по Лапласу выходной величины $Y(p)$ к входной $X(p)$ при нулевых начальных условиях:

$$W(p) = Y(p)/X(p).$$

По характеру изменения напряжения на выходе при изменении частоты вращения (угла поворота якоря) на входе судят о динамических свойствах тахогенератора. Если пренебречь размагничивающим действием реакции якоря, то уравнение переходного процесса тахогенератора примет вид

$$u = e_{\alpha} - i_{\alpha} R_{\alpha} - L_{\alpha} \frac{di_{\alpha}}{dt}, \quad (2.11)$$

где $e_{\alpha} = c_1 n = k d\alpha/dt$; L_{α} — индуктивность обмотки якоря; α — угол поворота вала тахогенератора.

Если на выходе тахогенератора включен резистор сопротивлением R_{Π} , то ток якоря

$$i_{\alpha} = u/R_{\Pi}, \quad (2.12)$$

а производная тока

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{R_{\Pi}} \frac{du}{dt}. \quad (2.13)$$

Подставив уравнения (2.12), (2.13) и значение ЭДС в равенство (2.11), после несложных преобразований получим

$$\frac{L_{\alpha}}{R_{\alpha} + R_{\Pi}} \frac{du}{dt} + u = \frac{k R_{\Pi}}{R_{\alpha} + R_{\Pi}} \frac{d\alpha}{dt}; \quad (2.14)$$

$$T \frac{du}{dt} + u = k_{\tau} \frac{d\alpha}{dt}, \quad (2.15)$$

где $T = L_{\alpha}/(R_{\alpha} + R_{\Pi})$ — постоянная времени якорной цепи; $k_{\tau} = k R_{\Pi}/(R_{\alpha} + R_{\Pi})$ — коэффициент передачи тахогенератора при нагрузке.

Изображение по Лапласу (при нулевых начальных условиях) для уравнения (2.15) имеет вид

$$TpU(p) + U(p) = k_{\tau} p \alpha(p),$$

следовательно, передаточная функция тахогенератора

$$W(p) = U(p)/\alpha(p) = k_{\tau} p / (Tp + 1). \quad (2.16)$$

Таким образом, если входным параметром является угол поворота вала, то тахогенератор представляет собой инерционное (реальное) дифференцирующее звено.

Часто к тахогенератору предъявляют требование минимальной постоянной времени. Если $T \approx 0$, то передаточная функция

$$W(p) = k_{\tau}, \quad (2.17)$$

т. е. тахогенератор является идеальным (безынерционным) дифференцирующим звеном.

§ 2.5. Тахогенераторы в схемах автоматики

Применение тахогенераторов постоянного тока в различных системах управления объясняется тем, что входным сигналом для большинства регуляторов в схемах автоматики является напряжение постоянного тока; тахометры с равномерными шкалами являются вольтметрами магнитоэлектрической системы и по существу измеряют напряжение постоянного тока, пропорциональное частоте вращения.

В замкнутой системе регулирования тахогенераторы являются основным звеном контура обратной связи по частоте вращения. Часто считают, что тахогенератор — это безынерционное звено или (при наличии RC -фильтра для сглаживания пульсаций повышенной частоты) инерционное звено первого порядка с небольшой постоянной времени, определяемой RC -цепочкой фильтра.

Более глубокие исследования, однако, показывают, что с учетом $\Delta U_{\text{ш}}$ и люфтов в подвижной передаче (муфты, зубчатые пары) узел тахогенератора становится нелинейным звеном, вызывающим автоколебания системы управления. При этом наиболее вредные низкочастотные пульсации напряжения на выходе узла тахогенератора в большей степени зависят от органических недостатков применяемых передач, чем от собственно тахогенератора как электрической машины.

В системе автоматического управления под тахогенератором (ТГ) принято понимать комплекс устройств или узел между валом двигателя и входом усилителя. В приводах с тахогенераторами этот узел включает в себя устройство сочленения (муфту, зубчатую передачу), собственно тахогенератор, проводку до панели управления, а иногда также выходной трансформатор, фильтр и потенциометр.

На рис. 2.13 в качестве примера приведена простейшая структурная схема управляемого электропривода с обратной связью по частоте вращения. Схема управления предназначена для того, чтобы обеспечить частоту вращения механизма M пропорциональной неизменному эталонному напряжению или изменять ее пропорционально напряжению программного устройства ПУ. Для этого напряжение ТГ в устройстве сравнения УС сопоставляется с напряжением источника эталонного напряжения или программного устройства и их разность подается на усилитель, где она усиливается, как правило, двумя последовательными каскадами — предварительным усилителем $У$ и усилителем мощности $УМ$, к которому подключен двигатель $Д$. Нетрудно заметить, что чем выше коэффициент усиления по напряжению и по мощности усилителей, тем меньшими должны быть разность напряжений и мощность, отдаваемая ТГ, которые необходимо подавать на вход $У$, чтобы обеспечить заданную частоту вращения, и тем точнее будет выдерживаться

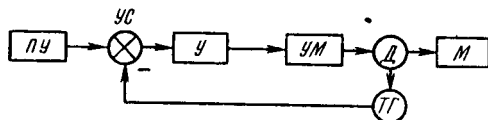


Рис. 2.13. Структурная схема управляемого электропривода

пропорциональность между частотой вращения и напряжением ПУ.

Основные технические данные тахогенераторов постоянного тока приведены в табл. П.2.

§ 2.6. Электромашинные усилители

Простейшим электромашинным усилителем (ЭМУ) является генератор постоянного тока независимого возбуждения (рис. 2.14). Несмотря на относительно низкий коэффициент усиления по мощности $k_p \doteq P_2/P_1 = 50 - 100$, такой генератор находит применение в системах генератор — двигатель в качестве усилителя для управления двигателями постоянного тока.

Электромашинные усилители часто используют в качестве регуляторов для поддержания неизменным какого-либо параметра (напряжения, частоты вращения и др.). Простейший электромашинный регулятор представляет собой генератор смешанного возбуждения (рис. 2.15).

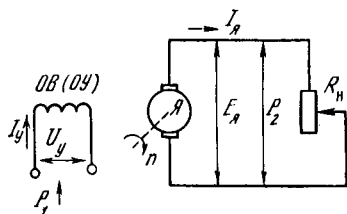


Рис. 2.14. Схема генератора независимого возбуждения как электромашинного усилителя

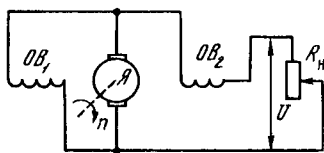


Рис. 2.15. Схема генератора смешанного возбуждения как электромашинного регулятора

Внешняя характеристика такого регулятора (см. рис. 2.4, кривая 3) показывает, что напряжение U поддерживается автоматически за счет МДС последовательной обмотки возбуждения OB_2 .

§ 2.7. ЭМУ поперечного поля

Наибольшее распространение получили ЭМУ поперечного поля. Статор такого ЭМУ выполняют неявнополюсным (рис. 2.16), в виде сердечника, набранного из листов электротехнической стали толщиной 0,35 — 0,5 мм. В пазах статора помещают одну или несколько обмоток управления ОУ, компенсационную обмотку КО, обмотку добавочных полюсов ОДП и обмотку подмагничивания ОП (рис. 2.17). Размещение обмоток на статоре показано на рис. 2.16. Якорь ЭМУ поперечного поля отличается от якоря обычной машины постоянного тока лишь наличием на его коллекторе двух пар щеток: поперечных ($q - q$) и продольных ($d - d$). Поперечные щетки обычно замыкаются накоротко. ЭМУ поперечного поля мощностью до 1,5 кВт выполняют в одном корпусе с приводным электродвигателем. Если подвести к одной из обмоток управления OU_1 небольшую мощность $P_y = U_y I_y$ и создать поток управления Φ_y , то при вращении якоря в этом потоке в его проводниках

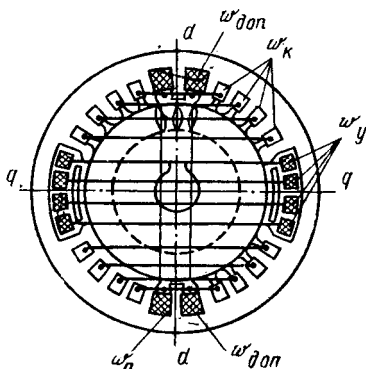


Рис. 2.16. Размещение обмоток на статоре ЭМУ поперечного поля

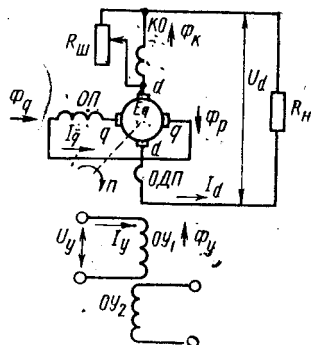


Рис. 2.17. Схема ЭМУ поперечного поля

наводится ЭДС E_q , максимальное значение которой окажется на поперечных щетках $q-q$.

Так как щетки $q-q$ замкнуты на малое сопротивление обмотки ОП, даже под действием небольшой ЭДС E_q возникает большой ток I_q . Последний, проходя по проводникам якоря и по обмотке ОП, вызовет соответствующий поток Φ_q , который наводит в тех же самых проводниках якоря ЭДС, наибольшее значение которой оказывается на продольных щетках $d-d$. Так как I_q и Φ_q на один-два порядка больше, чем Φ_y , ЭДС E_d значительна.

Если замкнуть цепь щеток $d-d$ на нагрузку R_H , то под действием ЭДС E_d во внешнюю цепь и по обмотке якоря потечет ток I_d . МДС, создаваемая током I_d , вызовет поток реакции якоря Φ_r , направленный против потока возбуждения Φ_y . Если действие потока реакции якоря не устранить, поток Φ_y будет подавлен, что приведет к резкому уменьшению ЭДС E_q , а следовательно, и Φ_q , т. е. ЭМУ не сможет отдать в нагрузку сколько-нибудь существенную мощность. Для того чтобы поток Φ_r не размагнитил машину, последовательно с обмоткой якоря включают компенсационную обмотку КО. Число витков КО должно быть больше числа витков обмотки якоря. Ток I_d (часть его), протекающий по КО, создаст поток Φ_k , компенсирующий поток Φ_r . Степень компенсации можно изменять путем установления необходимого значения тока в обмотке КО с помощью шунтирующего ее реостата $R_{ш}$. Обмотка ОДП предназначена для улучшения коммутации под щетками $d-d$.

Усиление по мощности в ЭМУ происходит в две ступени. Сначала мощность усиливается от $P_y = U_y I_y$ до $P_q = E_q I_q$, затем от P_q до $P_d = U_d I_d$. Отношение

$$k_P = (P_q/P_y)(P_d/P_q) = P_d/P_y = k_{P1}/k_{P2},$$

где $k_{P1} = P_q/P_y$; $k_{P2} = P_d/P_q$ — коэффициенты усиления отдельных ступеней, определяют полный коэффициент усиления машины по мощности.

Теоретически k_P может достигать 100 000. Практически $k_P \leq 10\,000$, причем $k_{P1} > k_{P2}$ (например, при $k_P = 8000$, $k_{P2} = 40$, $k_{P1} = 200$).

Внешние характеристики ЭМУ представляют собой зависимости $U_d = f(I_d)$ при $I_y = \text{const}$, $n = \text{const}$ и зависят от степени компенсации потока или МДС реакции якоря F_p (рис. 2.18). Возможны три случая компенсации:

- 1) $F_k = F_p$ — критическая компенсация (прямая 1);
- 2) $F_k < F_p$ — недокомпенсация (прямая 2);
- 3) $F_k > F_p$ — перекомпенсация (прямая 3).

При полной компенсации напряжение U_d не изменяется, так как МДС компенсационной обмотки компенсирует и размагничивающее действие реакции якоря, и падение напряжения в продольной цепи якоря. Обычно ЭМУ настраивают на небольшую недокомпенсацию.

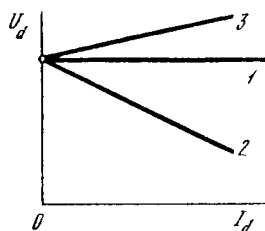


Рис. 2.18. Внешние характеристики ЭМУ поперечного поля

§ 2.8. ЭМУ в системах автоматического регулирования

Широкое применение ЭМУ в системах автоматического регулирования обусловлено не только их большим коэффициентом усиления и достаточно высоким быстродействием по сравнению с другими видами усилителей, но и способностью изменять полярность напряжения на выходе при изменении полярности на входе, а также высокой перегрузочной способностью.

ЭМУ применяют как в разомкнутых, так и замкнутых системах автоматического регулирования, в которых для улучшения характеристик могут быть использованы обратные связи по току и напряжению.

Рассмотрим несколько примеров применения ЭМУ в системах автоматического регулирования.

Система ЭМУ — Г для автоматического регулирования напряжения генератора (рис. 2.19). Одна из обмоток управления ЭМУ (OU_1) питается от постоянного напряжения U_1 и является задающей, вторая OU_2 подключена к регулируемому генератору Г.

OU_2 является обмоткой обратной связи. От якоря ЭМУ питается обмотка возбуждения генератора ОВГ. МДС обмоток управления F_1 и F_2 направлены навстречу друг другу; ЭМУ возбуждается от разности потоков, созданных этими МДС. Если, например, напряжение генератора уменьшится, то уменьшится МДС F_2 и увеличится разность потоков управления, а вместе с ней напряжение ЭМУ и ток возбуждения генератора. Следовательно, его напряжение восстанавливается, стремясь к прежнему уровню.

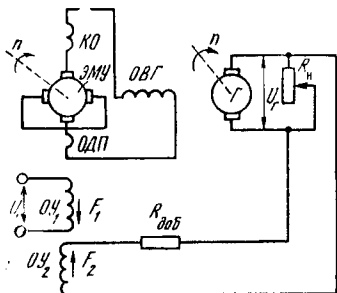


Рис. 2.19. Система ЭМУ — Г для автоматического регулирования напряжения генератора

Если число витков OY_1 и OY_2 одинаково, то очевидно, что напряжение генератора всегда меньше напряжения U_1 на значение, достаточное для создания потока управления (за счет разности МДС обмоток OY_1 и OY_2), необходимого для создания генератором напряжения, почти равного U_1 . Чем выше заданный уровень напряжения, тем больше указанная разность МДС, а следовательно, и больше отличие между напряжениями U_r и U_1 . При увеличении тока нагрузки ЭДС генератора следует увеличить, чтобы скомпенсировать падение напряжения в якровой цепи, что возможно только при возрастающей разности МДС обмоток OY_1 и OY_2 , т. е. при большем отличии U_1 от U_r . Чем больше коэффициент усиления ЭМУ, тем меньше необходимая разность МДС, а следовательно, и различие между U_r и U_1 .

Таким образом, точность регулирования напряжения в приведенной схеме в значительной степени зависит от коэффициента усиления ЭМУ, а быстродействие, т. е. длительность переходного процесса после изменения какой-либо величины (U_1 , I_n и т. п.), от их постоянных времени.

Система ЭМУ — Д для автоматического регулирования частоты вращения двигателя. В схемах регулирования генератор — двигатель ($\Gamma - Д$) ЭМУ применяют как в качестве возбудителей генераторов, так и в качестве самих генераторов.

Для очень многих механизмов требуется, чтобы частота вращения двигателя при изменениях нагрузки оставалась постоянной. Существует много схем поддержания неизменной частоты вращения двигателей с применением ЭМУ.

На рис. 2.20 приведена схема автоматического регулирования частоты вращения двигателя, в которой ЭМУ используют в качестве возбудителя генератора. Обратную связь по частоте вращения осуществляют с помощью тахогенератора ТГ. В данной схеме ЭМУ имеет две обмотки управления (OY_1 и OY_2), а генератор — одну обмотку возбуждения ($ОВГ$), питаемую от якоря ЭМУ. Задающая обмотка (OY_1), обмотка возбуждения двигателя ($ОВД$) и обмотка возбуждения тахогенератора ($ОВТГ$) питаются от независимого источника постоянного тока.

Разность МДС $F_1 - F_2$ создает напряжение на выходе ЭМУ, которое питает обмотку возбуждения генератора Γ и определяет его напряже-

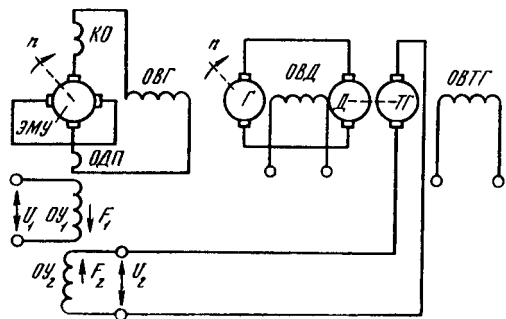


Рис. 2.20. Система ЭМУ — Д для автоматического регулирования частоты вращения двигателя

ние. Частота вращения двигателя D зависит от напряжения генератора G . Если по какой-либо причине (например, возрастание момента сопротивления на валу двигателя) частота вращения двигателя снизится, то уменьшится напряжение TG , увеличивая при этом разность МДС $F_1 - F_2$. Это приводит к повышению напряжения ЭМУ и G , а следовательно, и возрастанию частоты вращения D почти до первоначального значения. При случайном увеличении частоты вращения D напряжение возрастает, а вместе с ним уменьшится разность МДС $F_1 - F_2$. При этом напряжение ЭМУ и G , а также частота вращения D уменьшаются, стремясь к заданному значению. Точность поддержания частоты вращения в значительной степени определяется коэффициентом усиления ЭМУ, а ее заданное значение — напряжением U_1 .

Следящая система с ЭМУ в качестве усилителя мощности. На рис. 2.21 приведена схема простейшей следящей системы, в которой ЭМУ используют в качестве усилителя мощности, питающего исполнительный двигатель.

Разность напряжений, снимаемая со щеток потенциометрического датчика Π , подводится к электронному усилителю ЭУ, питающему две одинаковые обмотки управления ЭМУ, МДС которых направлены встречно. ЭМУ питает исполнительный двигатель постоянного тока ИД, который через понижающий редуктор P соединен с выходным валом следящей системы.

Напряжение на ЭУ зависит от угла рассогласования валов задающего 1 и выходного 2 потенциометров и при отсутствии рассогласования равно нулю. Следовательно, токи в обмотках OU_1 и OU_2 равны и ЭМУ не возбужден, исполнительный двигатель не вращается.

При повороте задающего вала возникает разность напряжений на щетках Π , нарушается равновесие токов в обмотках управления, на выходе ЭМУ появляется напряжение и ИД начинает вращаться. ИД поворачивает выходной вал так, чтобы угол рассогласования уменьшился до нуля. Направление вращения вала ИД определяется направлением поворота задающего вала, что обеспечивается с помощью электронного усилителя ЭУ. Чем больше угол рассогласования, тем больше напряжение на выходе ЭУ, а следовательно, и частота вращения ИД. При совпадении положений валов напряжение ЭМУ становится равным нулю, в результате чего ИД останавливается.

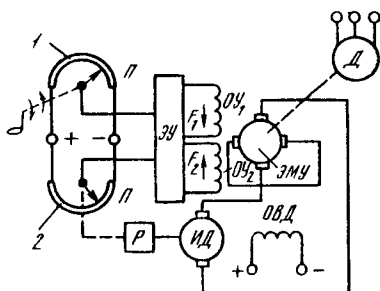


Рис. 2.21. Следящая система с ЭМУ в качестве усилителя мощности

§ 2.9. Переходные процессы и передаточные функции простейшего ЭМУ

Рассмотрим переходный процесс в простейшем ЭМУ (см. рис. 2.14) в режиме холостого хода. При включении обмотки управления (возбу-

ждения) на напряжение u_y переходный процесс в цепи управления согласно второму закону Кирхгофа описывается как

$$u_y = i_y R_y + L_y \frac{di_y}{dt}. \quad (2.18)$$

ЭДС якоря в соответствии с (1.2)

$$e_y = c n \Phi = c n c_I i_y. \quad (2.19)$$

Подставляя в (2.18) выражение для тока i_y , найденное из (2.19), получим

$$\frac{L_y}{R_y} \frac{de_y}{dt} + e_y = \frac{c n c_I}{R_y} u_y, \quad (2.20)$$

$$T_y \frac{de_y}{dt} + e_y = k_U u_y, \quad (2.21)$$

где $T_y = L_y/R_y$ — постоянная времени обмотки управления; $k_U = c n c_I/R_y$ — коэффициент усиления генератора по напряжению.

Если u_y представляет собой ступенчатое изменение напряжения постоянного тока U_y , то решением уравнения (2.21) является экспонента, по которой и будет нарастать выходная ЭДС генератора (рис. 2.22, а), стремясь к установившемуся значению $E_{yуст} = k_U U_y$.

Переходя к изображению по Лапласу (при нулевых начальных условиях), согласно (2.21) определим

$$(T_y p + 1) E_y(p) = k_U U_y(p). \quad (2.22)$$

Передаточная функция простейшего ЭМУ

$$W(p) = E_y(p)/U_y(p) = k_U/(T_y p + 1) \quad (2.23)$$

показывает, что в режиме холостого хода он представляет собой инерционное звено первого порядка.

Если магнитопровод генератора имеет массивные, нешихтованные части (ядро статора, полюса), то вихревые токи в этих частях тормозят нарастание потока и ЭДС, в результате чего процесс изменения ЭДС

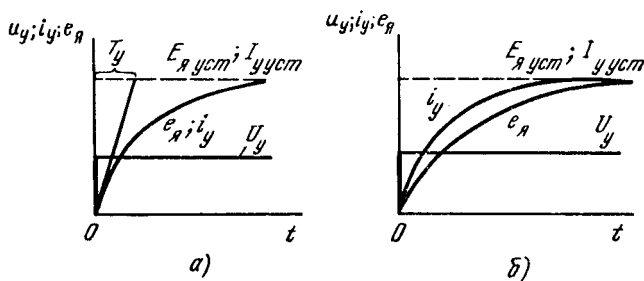


Рис. 2.22. К определению ЭДС генератора при ступенчатом изменении U_y без учета (а) и с учетом (б) вихревых токов в массивных частях магнитопровода

отстает от процесса изменения тока управления (рис. 2.22, б). Этот эффект может быть учтен путем введения в передаточную функцию дополнительного инерционного звена с постоянной времени $T_{\text{вихр}}$ эквивалентного короткозамкнутого контура, которым можно при анализе заменить действие вихревых токов:

$$W(p) = E_{\text{я}}(p)/U_{\text{y}}(p) = k_U / [(T_{\text{y}}p + 1)(T_{\text{вихр}}p + 1)].$$

Заметим, что обычно $T_{\text{вихр}} \ll T_{\text{y}}$ (например, для генератора серии ПН мощностью 1–10 кВт $T_{\text{y}} = 0,1 \div 1,0$ с, $T_{\text{вихр}} = 0,002 \div 0,005$ с), поэтому $T_{\text{вихр}}$ часто пренебрегают.

Рассмотрим влияние активно-индуктивной нагрузки на вид передаточной функции генератора. Для этого запишем в изображениях уравнения для цепей якоря и нагрузки, составленные по второму закону Кирхгофа:

$$E_{\text{я}}(p) = (R_{\text{яц}} + L_{\text{я}}p) I_{\text{я}}(p) + U_{\text{н}}(p); \quad (2.24)$$

$$U_{\text{н}}(p) = (R_{\text{н}} + L_{\text{н}}p) I_{\text{я}}(p), \quad (2.25)$$

где $I_{\text{я}}(p)$ и $U_{\text{н}}(p)$ – изображения тока якоря и напряжения на нагрузке; $R_{\text{яц}}$, $L_{\text{я}}$, $R_{\text{н}}$, $L_{\text{н}}$ – активные сопротивления и индуктивности цепи якоря и нагрузки.

Подставляя $I_{\text{я}}(p)$ из (2.25) в (2.24), а найденное выражение для $E_{\text{я}}(p)$ – в (2.22), получим уравнение динамики генератора в изображениях для активно-индуктивной нагрузки:

$$(T_{\text{y}}p + 1)(T_{\text{яц}}p + 1) U_{\text{н}}(p) = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{яц}} + R_{\text{н}}} k_U (T_{\text{н}}p + 1) U_{\text{y}}(p), \quad (2.26)$$

где $T_{\text{яц}} = (L_{\text{я}} + L_{\text{н}})/(R_{\text{яц}} + R_{\text{н}})$ – постоянная времени, которой соответствует переходный процесс, отличный от изображенных на рис. 2.22, а, б.

Из выражения (2.26) найдем передаточную функцию генератора по управляющему напряжению:

$$W(p) = \frac{U_{\text{н}}(p)}{U_{\text{y}}(p)} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{яц}} + R_{\text{н}}} \frac{k_U (T_{\text{н}}p + 1)}{(T_{\text{y}}p + 1)(T_{\text{яц}}p + 1)}.$$

Если нагрузка генератора – активная ($L_{\text{н}} = 0$), а индуктивность якорной цепи $L_{\text{я}} \approx 0$, то $T_{\text{н}} = T_{\text{яц}} = 0$ и передаточная функция упростится, принимая вид, характерный для инерционного звена:

$$W(p) = U_{\text{н}}(p)/U_{\text{y}}(p) = k_{U_{\text{н}}} / (T_{\text{y}}p + 1),$$

где за счет сопротивления $R_{\text{я}}$ коэффициент усиления генератора $k_{U_{\text{н}}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{яц}} + R_{\text{н}}} k_U$ несколько уменьшен по сравнению с (2.23).

Для определения L_{y} , T_{y} и k_U по данным каталога запишем уравнение (2.18) в несколько ином виде:

$$u_{\text{y}} = i_{\text{y}} R_{\text{y}} + 2p\sigma w_{\text{в}} \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.27)$$

где $\sigma = 1,15 \div 1,2$ – коэффициент рассеяния; $w_{\text{в}}$ – число витков обмотки возбуждения (на полюс).

Преобразуем второе слагаемое правой части (2.27), разделив его на дифференциал МДС dF_1 , приходящейся на один полюс, и умножив на произведение $w_b di_y$, равное этому дифференциалу:

$$u_y = i_y R_y + 2p\sigma w_b^2 \frac{d\Phi}{dF_1} \frac{di_y}{dt}. \quad (2.28)$$

Приравняв вторые слагаемые уравнений (2.18) и (2.28), получим формулу для определения индуктивности цепи управления (возбуждения):

$$L_y = 2p\sigma w_b^2 \frac{d\Phi}{dF_1}. \quad (2.29)$$

Входящая в (2.29) производная может быть определена по кривой намагничивания генераторов (рис. 2.23, а). Однако насыщение стали

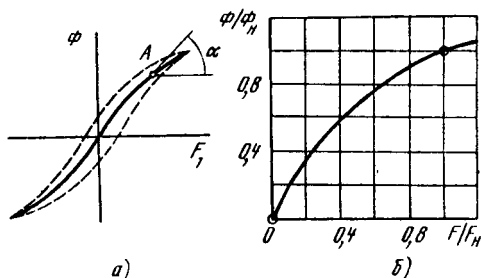


Рис. 2.23. Кривые намагничивания генераторов

приводит при точном учете кривой намагничивания к непостоянным, зависящим от значения и знака изменения МДС возбуждения (тока управления), индуктивности L_y и коэффициента c_F , а следовательно, и k_U . Таким образом, дифференциальное уравнение (2.21) оказывается нелинейным.

§ 2.10. Линеаризация характеристик ЭМУ

Для упрощения задачи при анализе систем автоматического управления применяют линеаризацию характеристик устройств автоматики, которая заключается в замене нелинейной связи между входным и выходным параметрами приближенной линейной зависимостью. Применительно к рассматриваемому случаю линеаризация осуществляется, во-первых, заменой реальной кривой намагничивания средней кривой намагничивания, показанной на рис. 2.23, а сплошной линией, и, во-вторых, заменой средней кривой намагничивания, касательной к ней в точке, соответствующей установившемуся режиму. Коэффициент $d\Phi/dF_1$ в (2.28), таким образом, представляет собой тангенс угла наклона касательной, умноженный на отношение масштабов по осям (m_Φ и m_F). Поэтому индуктивность обмотки управления

$$L_y = 2p\sigma w_b^2 \frac{m_\Phi}{m_F} \operatorname{tg} \alpha. \quad (2.30)$$

Аналогично, заменяя в выражении (2.20) коэффициент $c_I = w_B \frac{d\Phi}{dF_1}$ на $w_B \frac{m_\Phi}{m_F} \operatorname{tg} \alpha$, получим

$$k_U = \frac{c_n}{R_y} w_B \frac{m_\Phi}{m_F} \operatorname{tg} \alpha = \frac{p N n_{\text{ном}} w_B}{60 a R_y} \frac{m_\Phi}{m_F} \operatorname{tg} \alpha. \quad (2.31)$$

Зная номинальные данные машины, найдем $c = (U_{\text{ном}} + I_{\text{я ном}} R_{\text{я}}) / (\Phi n_{\text{ном}})$; $L_y = \frac{30}{\pi} \beta \frac{U_{\text{ном}}}{p n_{\text{ном}} I_{\text{я ном}}}$, где $\beta = 0,25 \div 0,6$ (номинальное значение принимают для компенсированных машин, максимальное — для некомпенсированных).

В табл. П.1 сопротивления обмоток даны при температуре 15°C . В расчетах сопротивления обмоток берут при температуре 75°C : $R_{75} = \alpha R$, где $\alpha = 1 + 0,004 \Delta\Theta$ ($\Delta\Theta$ — перегрев обмотки по сравнению с температурой 15°C). Выбирают $\alpha \approx 1,2$.

Поскольку обмотки дополнительных полюсов и компенсационная обмотка включены последовательно с якорем, общее сопротивление якорной цепи $R_{\text{яц}} = R_{\text{я}} + R_{\text{доп}} + R_{\text{к}}$. Номинальный ток возбуждения генератора (если он не указан в каталоге) $I_{\text{у ном}} = 0,8 U_{\text{ном}} / (\alpha R_y)$. На рис. 2.23, б показана универсальная кривая намагничивания генераторов серии П.

Важно правильно выбрать точку линеаризации на кривой намагничивания. Так, для генератора, подающего к нагрузке напряжение, близкое к номинальному, такой точкой будет точка с координатами (1,1). Если же генератор работает в следящей системе в качестве ЭМУ (см. рис. 2.21) и должен подавать к двигателю напряжение того или иного знака для поворота выходного вала в ту или иную сторону, то такой точкой будет начало координат.

§ 2.11. Дифференциальные уравнения ЭМУ в отклонениях

Линеаризация характеристик ЭМУ позволяет описать переходные процессы линейными дифференциальными уравнениями для отклонений параметров от установившихся значений (часто их называют просто уравнениями в отклонениях). Очевидно, что полученные в результате линеаризации уравнения пригодны для приближенного исследования только таких режимов, при которых входные (выходные) параметры претерпевают достаточно малые отклонения от установившихся значений.

Уравнения (2.18) и (2.19) для отклонений Δ , записанные в изображениях, имеют вид

$$\Delta U_y(p) = R_y \Delta I_y(p) + L_y p \Delta I_y(p); \quad (2.32)$$

$$\Delta E_{\text{я}}(p) = c n c_I \Delta I_y(p). \quad (2.33)$$

Решая их совместно, получим

$$(T_y p + 1) \Delta E_{\text{я}}(p) = k_U \Delta U_y(p); \quad (2.34)$$

$$W(p) = \Delta E_{\text{я}}(p) / \Delta U_y(p) = k_U / (T_y p + 1). \quad (2.35)$$

Здесь индуктивность L_y для определения $T_y = L_y / R_y$ вычисляют по (2.30), а k_U — по (2.31).

Примерный вид переходного процесса при ступенчатом увеличении U_y на ΔU_y , описываемого уравнениями (2.32) и (2.33), показан на рис. 2.24, а, где значения $E_{\text{я}0}$ и U_{y0} соответствуют точке А на рис. 2.23, а.

Подобным же образом можно составить дифференциальное уравнение в отклонениях, описывающее переходный процесс в генераторе при

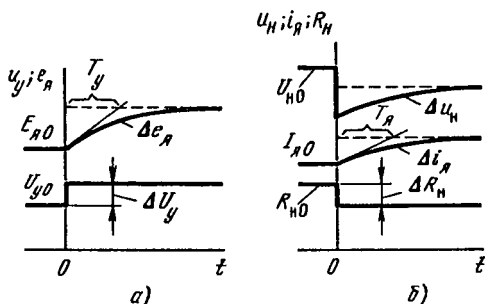


Рис. 2.24. Виды переходных процессов ЭМУ

изменении напряжения U_y и сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ (в теории автоматического регулирования последнее изменение называют возмущением). Для упрощения анализа пренебрежем реакцией якоря или будем считать ее скомпенсированной с помощью специальной компенсационной обмотки.

Если нагрузка — активная, то с учетом индуктивности якоря уравнение запишется так

$$E_{\text{я}0} + \Delta e_{\text{я}} = (R_{\text{я}} + R_{\text{н}0} + \Delta R_{\text{н}})(I_{\text{я}0} + \Delta i_{\text{я}}) + L_{\text{я}} \frac{d\Delta i_{\text{я}}}{dt}, \quad (2.36)$$

где $E_{\text{я}0}$, $R_{\text{н}0}$ и $I_{\text{я}0}$ — ЭДС, сопротивление нагрузки и ток якоря до возмущения.

Вычитая из (2.36) уравнение для установившегося режима $E_{\text{я}0} = (R_{\text{я}} + R_{\text{н}0}) I_{\text{я}0}$ и пренебрегая членом второго порядка малости $\Delta R_{\text{н}} \Delta i_{\text{я}}$, найдем дифференциальное уравнение для отклонений

$$\Delta e_{\text{я}} = I_{\text{я}0} \Delta R_{\text{н}} + (R_{\text{я}} + R_{\text{н}0}) \Delta i_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{d\Delta i_{\text{я}}}{dt}. \quad (2.37)$$

Записанное в изображениях уравнение (2.37) примет вид

$$\Delta E_{\text{я}}(p) = I_{\text{я}0} \Delta R_{\text{н}}(p) + (R_{\text{я}} + R_{\text{н}0} + L_{\text{я}} p) \Delta I_{\text{я}}(p). \quad (2.38)$$

Подставив в (2.38) $\Delta E_{\text{я}}(p)$ из (2.34), приведем это уравнение к виду

$$\frac{k_U}{T_y p + 1} \Delta U_y(p) = I_{\text{я}0} \Delta R_{\text{н}}(p) + (R_{\text{н}0} + R_{\text{я}} + L_{\text{я}} p) \Delta I_{\text{я}}(p),$$

или

$$(T_y p + 1)(T_\pi p + 1) \Delta I_\pi(p) = \frac{k_U}{R_{\pi 0} + R_\pi} \Delta U_\pi(p) - \frac{I_{\pi 0}}{R_{\pi 0} + R_\pi} (T_y p + 1) \Delta R_\pi(p). \quad (2.39)$$

Уравнение (2.39) связывает приращение тока якоря (нагрузки) с вызывающими его изменениями управляющего напряжения и сопротивления нагрузки (возмущением). Знак минус в правой части уравнения свидетельствует о возрастании тока в нагрузке при уменьшении ее сопротивления.

Определим отклонение напряжения на нагрузке при наличии ΔU_y и ΔR_π , рассчитав это напряжение как произведение тока якоря на сопротивление нагрузки:

$$U_{\pi 0} + \Delta u_\pi = (I_{\pi 0} + \Delta i_\pi)(R_{\pi 0} + \Delta R_\pi). \quad (2.40)$$

Вычитая из (2.40) уравнение статики $U_{\pi 0} = I_{\pi 0} R_{\pi 0}$, пренебрегая произведением второго порядка малости $\Delta i_\pi \Delta R_\pi$ и переходя к изображениям, получим

$$\Delta U_\pi(p) = \Delta I_\pi(p) R_{\pi 0} + \Delta R_\pi(p) I_{\pi 0}. \quad (2.41)$$

Подставив в (2.41) $\Delta I_\pi(p)$ из (2.39), найдем

$$\Delta U_\pi(p) = \frac{R_{\pi 0}}{R_{\pi 0} + R_\pi} \frac{k_U}{(T_y p + 1)(T_\pi p + 1)} \Delta U_y(p) - \frac{I_{\pi 0} R_{\pi 0}}{R_{\pi 0} + R_\pi} \frac{1}{T_\pi p + 1} \Delta R_\pi(p) + I_{\pi 0} \Delta R_\pi(p).$$

Учтя $I_{\pi 0} R_{\pi 0} = U_{\pi 0}$, окончательно получим

$$\Delta U_\pi(p) = \frac{R_{\pi 0}}{R_{\pi 0} + R_\pi} \frac{k_U}{(T_y p + 1)(T_\pi p + 1)} \Delta U_y(p) + \left[\frac{1}{R_{\pi 0}} - \frac{1}{R_{\pi 0} + R_\pi} \frac{1}{T_\pi p + 1} \right] U_{\pi 0} \Delta R_\pi(p). \quad (2.42)$$

При $\Delta U_y(p) = 0$, $\Delta R_\pi(p) \neq 0$ выражение (2.42) упростится:

$$\Delta U_\pi(p) = \frac{U_{\pi 0}}{R_{\pi 0}} \Delta R_\pi(p) - \frac{U_{\pi 0}}{R_{\pi 0} + R_\pi} \frac{1}{T_\pi p + 1} \Delta R_\pi(p). \quad (2.43)$$

В частном случае при ступенчатом отклонении сопротивления нагрузки ΔR_π отклонения Δi_π и Δu_π во времени, соответствующие уравнению (2.43), приведены на рис. 2.24, б.

Из (2.42) можно определить передаточные функции по управляющему и возмущающему воздействиям:

$$W_y(p) = \Delta U_\pi(p) / \Delta U_y(p); \quad W_\pi(p) = \Delta U_\pi(p) / \Delta R_\pi(p). \quad (2.44)$$

§ 2.12. Постоянная времени ЭМУ с несколькими обмотками управления

Как правило, ЭМУ имеет несколько обмоток управления, образующих замкнутые через источники управляющих сигналов контуры, по которым могут протекать переходные токи. Эти токи возникают под действием ЭДС взаимной индукции, наводящихся в обмотках при изменении тока в любой из них, так как они связаны одним общим потоком. По правилу Ленца наводимые токи препятствуют изменению тока в любой из обмоток, происходящему под действием, например, скачкообразного изменения напряжения U_y , приложенного к этой обмотке.

Выясним, как определяется постоянная времени ЭМУ в этом случае. Пусть ЭМУ имеет n обмоток управления. Тогда для k -й обмотки w_{yk} по аналогии с (2.27) можно записать

$$u_{yk} = i_{yk}R_{yk} + \sigma w_{yk}d\Phi/dt, \quad (2.45)$$

где Φ — результирующий магнитный поток машины; σ — коэффициент рассеяния, который может быть принят одинаковым для всех обмоток управления.

Если каждое из n уравнений (2.45) умножить на отношение w_{yk}/R_{yk} для «своей» обмотки, а затем сложить их почленно, то для результирующей МДС управления получим

$$\sum_{k=1}^n u_{yk}(w_{yk}/R_{yk}) = \sum_{k=1}^n i_{yk}w_{yk} + \sigma(d\Phi/dt) \sum_{k=1}^n (w_{yk}^2/R_{yk}). \quad (2.46)$$

Последнее слагаемое (2.46) можно преобразовать следующим образом:

$$\sigma(d\Phi/dt) \sum_{k=1}^n (w_{yk}^2/R_{yk}) = [\sigma(d\Phi/dF) \sum_{k=1}^n (w_{yk}^2/R_{yk})]dF/dt, \quad (2.47)$$

где $F = \sum_{k=1}^n i_{yk}w_{yk}$. Из сопоставления (2.47) и (2.29) следует, что стоящая в квадратных скобках величина представляет собой сумму постоянных времени всех обмоток управления. Следовательно, обозначив установившуюся результирующую МДС управления через $F_{уст} = \sum_{k=1}^n u_{yk}(w_{yk}/R_{yk})$, уравнение (2.46) можно представить в виде

$$F_{уст} = F + T_y(dF/dt),$$

где

$$T_y = \sum_{k=1}^n T_{yk} = \sigma(d\Phi/dF) \sum_{k=1}^n (w_{yk}^2/R_{yk}).$$

Степень насыщения магнитопровода при линеаризации характеристики холостого хода можно определить по кривой рис. 2.23, б.

Следует отметить, что постоянная времени любой обмотки пропорциональна при прочих равных условиях объему меди (объему проводов), занимаемому ею. Действительно,

$$T_{yk} = \sigma \frac{w_{yk}^2}{R_{yk}} \frac{d\Phi}{dF} = \sigma \frac{w_{yk}^2 q_{yk}}{\rho l_{yk} w_{yk}} \frac{d\Phi}{dF} = \sigma \frac{V_{yk}}{\rho l_{yk}^2} \frac{d\Phi}{dF},$$

где ρ — удельное сопротивление провода (меди); l_{yk} , q_{yk} — средняя длина витка и площадь сечения провода k -й обмотки управления; V_{yk} — объем провода без изоляции. Эта зависимость может быть использована при вычислении постоянных времени обмоток, если известна одна из них.

§ 2.13. Переходные процессы и передаточные функции ЭМУ поперечного поля

На переходные процессы в ЭМУ поперечного поля влияют коммутация тока в якоре под поперечными щетками и вихревые токи в стали якоря. Поясним это.

Дополнительные полюсы в этом виде ЭМУ (см. рис. 2.16) улучшают коммутацию (т. е. делают ее прямолинейной или даже ускоренной) тока i_d продольной цепи. Коммутация же тока i_q поперечной цепи из-за отсутствия дополнительных полюсов в зоне поперечных щеток $q-q$ (вследствие наличия индуктивности коммутируемых секций якоря) оказывается замедленной (рис. 2.25). Такое замедление изменения направления тока в коммутируемых секциях приводит к тому, что ось МДС, создаваемой током i_q , поворачивается на некоторый угол в сторону вращения якоря от геометрической нейтрали (рис. 2.26), в результате чего МДС, а следовательно, и поперечный поток Φ_q образуют наряду с поперечной Φ'_q продольную размагничивающую составляющую Φ''_p , которая направлена навстречу потоку управления Φ_y , ослабляя его. Кроме того, вращение якоря в поперечной составляющей потока Φ'_q сопровождается возникновением в листах пакета якоря вихревых токов, направление которых обозначено (точками и крестиками) на рис. 2.27. Эти токи создают МДС и магнитный поток Φ''_p , направленный (по правилу буравчика) по продольной оси машины также навстречу потоку Φ_y .

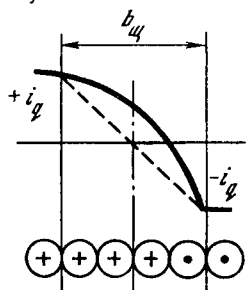


Рис. 2.25. К определению коммутации тока поперечной цепи ЭМУ

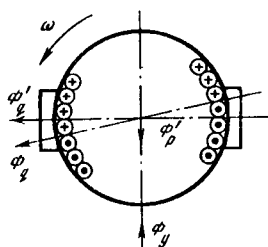


Рис. 2.26. К объяснению появления продольного размагничивающего потока Φ''_p

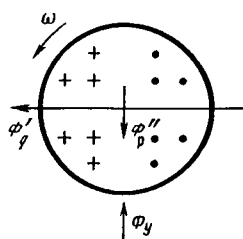


Рис. 2.27. Направление вихревых токов, возникающих в листах пакета якоря

В простейших ЭМУ, рассмотренных в § 2.9, МДС обмотки управления в десятки раз превышает МДС размагничивающих полей, поэтому при анализе переходных процессов размагничивающие потоки не учитывались. В ЭМУ поперечного поля указанные МДС сравнимы и пренебрегать размагничиванием нельзя.

Запишем уравнения, описывающие переходный процесс в ЭМУ при холостом ходе, с учетом размагничивания.

Для цепи управления

$$u_y = i_y R_y + L_y (di_y/dt) - M_p (di_q/dt), \quad (2.48)$$

где $M_p (di_q/dt)$ — ЭДС взаимной индукции, наводимая размагничивающим потоком $\Phi_p = \Phi'_p + \Phi''_p$ в управляющей обмотке.

Для поперечной цепи

$$e_q - e_p = k_y i_y - k_p i_q = i_q R_q + L_q (di_q/dt). \quad (2.49)$$

ЭДС вращения, наводимая в поперечной цепи якоря от потока управления, по аналогии с (1.1)

$$e_q = \frac{pn}{60} \frac{N}{a} \Phi_y = \frac{2\pi n}{60} \frac{N}{2\pi a} \frac{w_y i_y}{R_m} = k_y i_y,$$

где R_m — сопротивление магнитной цепи. Она пропорциональна току управления, если считать магнитную цепь ненасыщенной. Тогда ЭДС вращения, наводимая в этой же цепи от потока размагничивания, $e_p = -k_p i_q$, а ЭДС вращения, наводимая поперечным потоком в продольной цепи,

$$e_d = k_q i_q. \quad (2.50)$$

Найдя из (2.50) i_q и подставив его в (2.49), получим

$$k_y i_y - k_p \frac{e_d}{k_q} = \frac{e_d}{k_q} R_q + \frac{L_q}{k_q} \frac{de_d}{dt},$$

откуда

$$i_y = \frac{R_q + k_p}{k_q k_y} e_d + \frac{L_q}{k_q k_y} \frac{de_d}{dt}. \quad (2.51)$$

Подставив i_q из (2.50), i_y из (2.51) в (2.48), после преобразований определим связь между выходной ЭДС e_d и напряжением u_y на входе ЭМУ:

$$T_y T'_q \frac{d^2 e_d}{dt^2} + (T_y + T'_q - T_p) \frac{de_d}{dt} + e_d = k_U u_y, \quad (2.52)$$

где $T_y = L_y/R_y$; $T'_q = L_q/(R_q + k_p)$ — постоянная времени поперечной цепи с учетом размагничивания; $T_p = M_p k_y/[R_y(R_q + k_p)]$ — коэффициент, имеющий размерность постоянной времени и определяемый взаимной индукцией между поперечной цепью и цепью управления с учетом размагничивания; $k_U = k_q k_y/[R_y(R_q + k_p)]$.

Дифференциальное уравнение (2.52) показывает, что переходный процесс может быть колебательным, так как характеристическое уравнение

$T_y T'_q \alpha^2 + (T_y + T'_q - T_p) \alpha + 1 = 0$ имеет комплексные корни:

$$\alpha_{1,2} = \frac{-(T_y + T'_q - T_p) \pm \sqrt{(T_y + T'_q - T_p)^2 - 4 T_y T'_q}}{2 T_y T'_q}$$

при $\sqrt{T_p} > \sqrt{T'_q} - \sqrt{T_y}$, соответствующем отрицательному подкоренному выражению.

Коэффициенты уравнения (2.52) показывают, что размагничивание уменьшает постоянную времени поперечной цепи со значения $T_q = L_q/R_q$ до T'_q , а также снижает коэффициент усиления k_U за счет слагаемого k_p , имеющего размерность сопротивления. На рис. 2.28 приведен вид переходного процесса установления e_d при ступенчатом изменении u_y без учета (кривая 1) и с учетом (кривая 2) явления размагничивания.

Уравнение (2.52) динамики холостого хода, записанное в операторном виде

$$[T_y T'_q p^2 + (T_y + T'_q - T_p) p + 1] E_d(p) = k_U U_y(p),$$

позволяет получить передаточную функцию ЭМУ поперечного поля при отсутствии нагрузки:

$$W(p) = \frac{E_d(p)}{U_y(p)} = \frac{k_U}{T_y T'_q p^2 + (T_y + T'_q - T_p) p + 1}. \quad (2.53)$$

При нагрузке, т. е. протекании тока в продольной цепи ЭМУ и его компенсационной обмотке, переходные процессы усложняются и могут быть учтены при составлении двух дополнительных уравнений вида (2.48) и (2.49). Влияние тока нагрузки особенно сказывается при недокомпенсации ЭМУ. Решение системы четырех дифференциальных уравнений достаточно сложно и редко применяется в расчетах. Если компенсация ЭМУ полная, то можно пренебречь взаимоиндуктивностью между продольной цепью и цепью управления. Если к тому же пренебречь и переходным процессом в контуре, состоящем из компенсационной обмотки и шунтирующего ее резистора, то передаточной функцией (2.53) можно пользоваться и при расчетах переходных процессов с нагрузкой, дополняя ее, например, при определении тока в индуктивно-активной нагрузке инерционным звеном с постоянной времени нагрузки $T_n = L_n/R_n$:

$$W(p) = I_n(p)/U_y(p) = \frac{k_U/R_n}{[T_y T'_q p^2 + (T_y + T'_q - T_p) p + 1](T_n p + 1)}. \quad (2.54)$$

Часто приводят упрощенное выражение передаточной функции ЭМУ в виде двух инерционных звеньев, соответствующих цепи управления и поперечной цепи:

$$W(p) = \frac{k_U}{(T_y p + 1)(T_q p + 1)}. \quad (2.55)$$

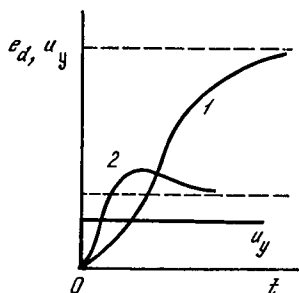


Рис. 2.28. Влияние размагничивающего потока Φ'_p на переходный процесс

При этом для определения T_y к сопротивлению обмотки управления прибавляют внутреннее сопротивление источника напряжения, что нередко приводит к значительному уменьшению постоянной времени цепи управления. Поэтому инерционность ЭМУ в основном характеризуется постоянной времени поперечной цепи.

Основные технические данные ЭМУ приведены в табл. П.3, П.4.

Глава 3

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 3.1. Общие сведения

Двигатели постоянного тока применяют в приводах, требующих плавного регулирования частот вращения в широком диапазоне. Свойства двигателей, как и генераторов, определяются способом возбуждения и схемой включения обмоток возбуждения. По способу возбуждения различают двигатели с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением. Электрические двигатели с электромагнитным возбуждением делятся на двигатели с параллельным (шунтовые), последовательным (серийные), смешанным (компаундные) и независимым возбуждением.

Как отмечалось, электрические машины постоянного тока обратимы, т. е. могут работать не только генераторами, но и двигателями. Если отсоединить генератор от первичного двигателя и подвести напряжение к обмоткам якоря и возбуждения, то якорь начнет вращаться и машина будет работать как двигатель, преобразуя электрическую энергию в механическую. Направления тока и ЭДС в проводниках обмотки якоря двигателя показаны на рис. 3.1.

Преобразование электрической энергии в механическую во всех двигателях можно наглядно показать с помощью энергетической диаграммы (рис. 3.2). На рис. 3.2 $P_1 = U(I_a + I_b) = UI$ — полная электриче-

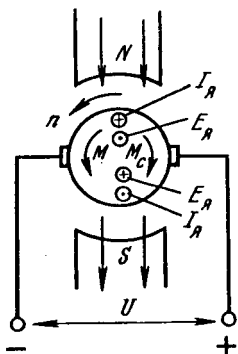


Рис. 3.1. Направления тока и ЭДС в проводниках обмотки якоря двигателя

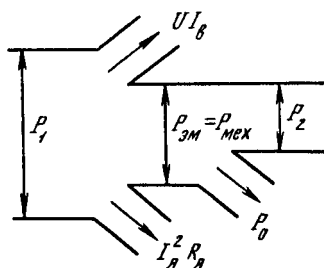
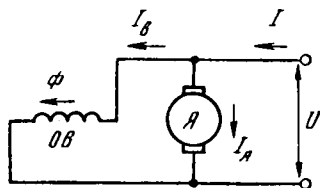


Рис. 3.2. Энергетическая диаграмма двигателя постоянного тока

Рис. 3.3. Схема двигателя постоянного тока параллельного возбуждения



ская мощность, подводимая к двигателю; UI_b — мощность потерь в цепи возбуждения; $I_a^2 R_a$ — мощность потерь в цепи якоря; P_0 — мощность потерь холостого хода; $P_{\text{мех}} = P_{\text{эм}}$ — полная механическая мощность; $P_{\text{эм}}$ — электромагнитная мощность; P_2 — полезная механическая мощность на валу.

Рассмотрим энергетическую диаграмму для двигателя с параллельным возбуждением (рис. 3.3). Из диаграммы видно, что $P_1 - (UI_b + I_a^2 R_a) = UI_a - I_a^2 R_a = P_{\text{мех}}$.

Учтя (2.1), получим уравнение равновесия ЭДС двигателя (3.1):

$$P_1 = UI_b + I_a^2 R_a + P_{\text{эм}};$$

$$UI_a + UI_b = UI_b + I_a^2 R_a + E_a I_a$$

или
$$U = E_a + I_a R_a. \quad (3.1)$$

Полная механическая мощность $P_{\text{мех}} = M\omega = M(2\pi n/60) = P_{\text{эм}} = E_a I_a$. Тогда с учетом (1.1) вращающий момент двигателя

$$M = \frac{E_a I_a}{2\pi n/60} = \frac{(p/60)(N/a)\Phi I_a}{2\pi/60},$$

$$M = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a} \Phi I_a = k I_a \Phi, \quad (3.2)$$

где $k = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a}$.

Вращающий момент, развиваемый двигателем в любых условиях и в любой момент времени, уравнивается совокупностью моментов на валу.

Различают следующие моменты: 1) момент холостого хода M_0 ; 2) полезный момент M_2 (нагрузочный); 3) динамический момент $M_{\text{дин}}$, обусловленный моментом инерции вращающихся частей.

У двигателей малой мощности момент M_0 достигает 20% от номинального момента $M_{\text{ном}}$. Динамический момент возникает при любом изменении угловой скорости

$$M_{\text{дин}} = J d\omega/dt,$$

где J — момент инерции вращающихся частей; ω — угловая скорость вращения якоря. Знак $M_{\text{дин}}$ зависит от знака $d\omega/dt$.

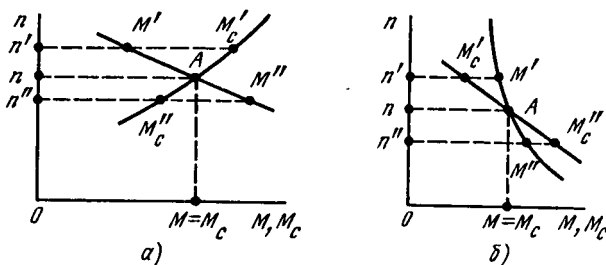


Рис. 3.4. К понятию об устойчивой работе двигателя

Уравнение моментов имеет вид

$$M = M_0 + M_2 + M_{\text{дин}},$$

где $M_0 + M_2 = M_c$; M_c — статический момент или момент сопротивления. Тогда

$$M = M_c + M_{\text{дин}}.$$

В установившемся режиме $\omega = \text{const}$; $M_{\text{дин}} = 0$; $M = M_c$.

Устойчиво двигатель работает только при $dM_c/dn > dM/dn$. Для объяснения этого условия приведем механические характеристики двигателя $n = f(M)$ и характеристики приводимого во вращение механизма $n = f(M_c)$.

Условие устойчивой работы выполняется для двигателей с характеристиками, показанными на рис. 3.4, а, и не выполняется для двигателей с характеристиками — на рис. 3.4, б. В первом случае при изменении режима работы, вызвавшем увеличение частоты вращения двигателя до значения n' (положительное приращение Δn), после прекращения возмущения двигатель возвратится в исходную точку А, так как статический момент M'_c больше вращающего момента двигателя M' .

При отрицательном приращении Δn момент двигателя M'' больше статического момента M''_c , следовательно, двигатель после прекращения возмущения также вернется в исходную точку А. Во втором случае (рис. 3.4, б) при изменении режима работы, вызвавшем увеличение частоты вращения двигателя до n' , вращающий момент M' больше статического момента M'_c , что приводит к дальнейшему увеличению частоты вращения. Если же частота вращения изменится до n'' , то $M''_c > M''$ и частота вращения уменьшится до нуля, т. е. работа двигателя в этом случае становится неустойчивой.

§ 3.2. Характеристики двигателей постоянного тока

Свойства электрических двигателей, в том числе и двигателей постоянного тока, определяются пусковыми, рабочими, механическими и регулировочными характеристиками.

Пусковые характеристики определяют работу двигателя от момента включения до момента перехода к установившемуся режиму работы.

Они оцениваются кратностью пускового тока $I_n/I_{ном}$, кратностью пускового момента $M_n/M_{ном}$, временем пуска и экономичностью пусковой операции.

При включении двигателя в сеть якорь неподвижен, поэтому ЭДС $E_{я} = \sin \Phi = 0$. Если принять индуктивность якорной обмотки $L_{я} = 0$, то пусковой ток $I_n = U/R_{я}$. Так как сопротивление якорной цепи $R_{я}$ мало, пусковой ток I_n превышает номинальное значение $I_{ном}$ в 3–15 раз. Большой ток при пуске опасен для двигателя, поэтому непосредственным включением в сеть запускают лишь маломощные двигатели (до 500–600 Вт), в которых $I_n = (3 \div 5) I_{ном}$. Это объясняется повышенным сопротивлением обмотки и малым моментом инерции якоря.

При пуске двигателей средней и большой мощности пусковой ток ограничивают введением в цепь якоря пускового реостата R_n или уменьшением напряжения, подводимого к двигателю. Сопротивление R_n подбирают с таким расчетом, чтобы начальный пусковой ток не превышал номинальный более чем в 2–3 раза: $I_n = U/(R_{я} + R_n) \leq (2 \div 3) I_{ном}$.

С возрастанием частоты вращения якоря увеличивается ЭДС якоря, а ток $I_{я} = (U - E_{я})/(R_{я} + R_n)$ уменьшается. Поэтому сопротивление реостата следует снижать постепенно. После завершения процесса пуска сопротивление реостата R_n должно полностью выводиться, так как пусковой реостат рассчитывается на кратковременную работу.

Принципиальная схема двигателя параллельного возбуждения с реостатным пуском приведена на рис. 3.5. Пусковой реостат контактом L соединяется с сетью, контакты $Я$ и $В$ присоединяются соответственно к обмоткам якоря и возбуждения. Для получения большого пускового момента ($M_n = k I_n \Phi$) сопротивление резистора R_p в цепи возбуждения на время пуска полностью выводится. Пуск при пониженном напряжении возможен только в специальных схемах, когда двигатель питается от отдельного генератора, например, в системах генератор – двигатель (Г – Д). Для изменения направления вращения якоря двигателя, т. е. осуществления реверса, следует изменить направление тока в обмотке якоря или в обмотке возбуждения (поменять концы обмотки местами).

По рабочим и механическим характеристикам судят о работе двигателей в установившемся режиме.

Рабочие характеристики представляют собой зависимость частоты вращения n , полезного момента M_2 , тока I и КПД η от полезной мощности двигателя P_2 при $U = U_{ном} = \text{const}$, $R_p = \text{const}$ и отсутствии добавочного резистора в цепи якоря $R_d = 0$.

Механические характеристики – это зависимость $n = f(M)$ при $U = \text{const}$, $R_p = \text{const}$, $R_d = \text{const}$.

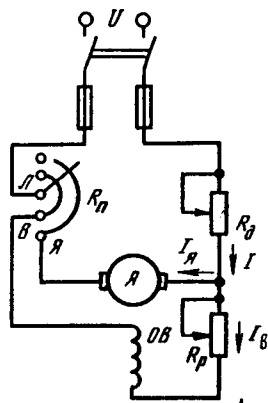


Рис. 3.5. Схема двигателя параллельного возбуждения с реостатным пуском

Регулировочные характеристики определяются характером (плавный или ступенчатый), пределами и экономичностью регулирования. Регулировочной характеристикой называют зависимость частоты вращения двигателя n от напряжения U , подведенного к якору при неизменном вращающем моменте. Их изображают в координатах $n = f(U)$ или $\omega = f(U)$.

§ 3.3. Двигатели параллельного возбуждения

Схема двигателя параллельного возбуждения представлена на рис. 3.5. Обмотку возбуждения включают параллельно обмотке якоря. Ток возбуждения $I_b = I - I_a$ меньше тока якоря. Различие токов I_b и I_a особенно велико в двигателях большой мощности, где $I_b = 1 \div 3\% I_a$. В двигателях мощностью 100–250 Вт $I_b = 5 \div 10\% I_a$, в двигателях мощностью 5–10 Вт $I_b = 30 \div 50\% I_a$. Рабочие характеристики двигателя при $I_b = \text{const}$ приведены на рис. 3.6. Обычно магнитный поток двигателя при изменении нагрузки может изменяться за счет реакции якоря. В двигателях малой мощности вследствие их малого насыщения размагничивающее действие реакции якоря мало, поэтому для микродвигателей и с некоторым приближением для двигателей большой мощности можно считать, что поток в них не зависит от нагрузки ($\Phi = \text{const}$).

Зависимость $n = f(P_2)$, называемая *скоростной характеристикой*, имеет вид кривой с малым углом наклона к оси абсцисс, так как частота вращения из уравнения (3.1) с учетом (1.2)

$$n = (U - I_a R_a) / (c\Phi). \quad (3.3)$$

При возрастании мощности P_2 ток якоря I_a двигателя увеличивается. Из уравнения (3.3) следует, что при $U = \text{const}$ частота вращения изменяется вследствие падения напряжения $I_a R_a$ в цепи якоря и уменьшения потока Φ из-за реакции якоря. Двигатели проектируют так, чтобы уменьшение частоты вращения за счет падения напряжения было больше, чем увеличение ее за счет уменьшения потока. Обычно при изменении мощности от холостого хода ($P_2 = 0$) до номинальной ($P_{2\text{ном}}$) частота вращения уменьшается на 2–8% от номинальной. Скоростная характеристика двигателя параллельного

возбуждения является жесткой.

Вид зависимости $M_2 = f(P_2)$ можно объяснить с помощью выражения

$$M_2 = \frac{P_2}{\omega} = \frac{P_2}{2\pi n / 60},$$

где M_2 – в Н·м; P_2 – в Вт.

Если нужно выразить момент M_2 в кгМ, то, учитывая, что 1 кгМ/с = 9,81 Вт, получим

$$M_2 = P_2 / (1,028n). \quad (3.4)$$

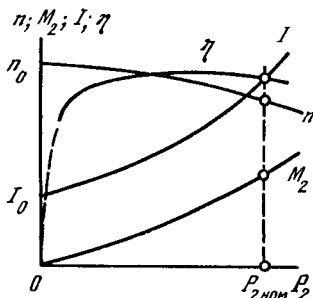


Рис. 3.6. Рабочие характеристики двигателя параллельного возбуждения

Из-за изменения частоты вращения якоря характеристика $M_2 = f(P_2)$ является нелинейной.

Зависимость $I = f(P_2)$ не выходит из начала координат, так как при $P_2 = 0$ двигатель потребляет из сети ток холостого хода I_0 . Кривая $\eta = f(P_2)$ имеет типичный для электрических машин характер. КПД мало меняется при изменении мощности нагрузки от $P_2 = 0,5P_{2ном}$ до $P_2 = 1,2P_{2ном}$ и имеет максимум при $P_2 = (0,75 \div 0,80) P_{2ном}$.

Если в выражение (3.3) подставим значение тока I_a из (3.2), то получим уравнение для механической характеристики двигателя:

$$n = U / (c\Phi) - [R_a / (ck\Phi^2)] M.$$

Механическую характеристику при $R_d = 0$ (рис. 3.5) называют *естественной*. Она является жесткой.

Включая R_d в цепь якоря, получают *искусственные механические характеристики*. Их жесткость снижается тем больше, чем больше сопротивление R_d . Механические характеристики двигателя приведены на рис. 3.7. Так как вращающий момент пропорционален току при $\Phi = \text{const}$, зависимости $n = f(M)$ и $n = f(I)$ имеют один и тот же вид.

Анализ уравнения (3.3) показывает, что регулировать частоту вращения двигателя можно введением сопротивления резистора R_d в цепь якоря, изменением магнитного потока полюсов Φ и подводимого напряжения U . С вводом R_d в цепь якоря падение напряжения $I_a(R_a + R_d)$ увеличивается, а частота вращения $n = [U - I_a(R_a + R_d)] / (c\Phi)$ уменьшается. Такой способ регулирования частоты вращения неэкономичен, так как снижается КПД из-за потерь в R_d ; его применяют в основном для двигателей небольших мощностей.

Регулирование частоты вращения изменением потока полюсов в двигателях параллельного возбуждения производят регулировочным реостатом R_p (см. рис. 3.5). С уменьшением потока Φ частота вращения двигателя возрастает. Этот способ более экономичный, так как потери мощности в R_p невелики. Регулирование частоты вращения изменением напряжения U возможно, например, в системе Г – Д (см. § 4.6).

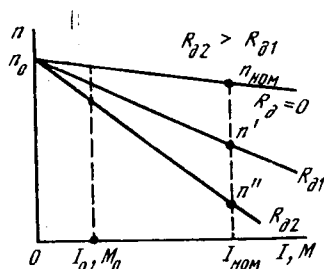


Рис. 3.7. Механические характеристики двигателя параллельного возбуждения

§ 3.4. Двигатели последовательного возбуждения

Схема двигателя последовательного возбуждения приведена на рис. 3.8. Пуск его аналогичен пуску двигателя параллельного возбуждения с той лишь разницей, что такой двигатель нельзя включать без нагрузки, так как в этом случае частота вращения достигает чрезмерно больших значений, что приводит к «разносу» двигателя. Поэтому пуск и работа такого двигателя при нагрузках на валу менее 25% от номинальной недопустимы. Лишь микродвигатели мощностью до 100 Вт могут работать даже в режиме холостого хода, так как их механические потери при

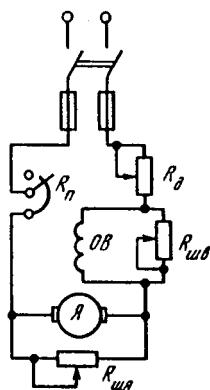


Рис. 3.8. Схема двигателя последовательного возбуждения

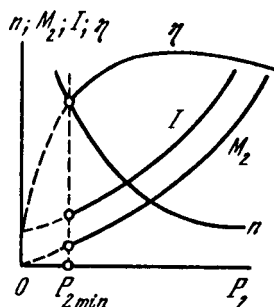


Рис. 3.9. Рабочие характеристики двигателя последовательного возбуждения

больших частотах вращения соизмеримы с номинальной мощностью двигателя.

На рис. 3.9 представлены рабочие характеристики двигателя. В двигателе последовательного возбуждения $I_a = I_b = I$. С изменением нагрузки на валу двигателя меняется ток I , а следовательно, и магнитный поток Φ . Вследствие этого при малых насыщениях магнитной системы, когда магнитный поток пропорционален току, вращающий момент пропорционален квадрату тока.

С увеличением нагрузки магнитная система машины насыщается и пропорциональность между током и магнитным потоком нарушается. При значительных насыщениях поток практически постоянен и, следовательно, вращающий момент пропорционален току.

Для анализа скоростной характеристики двигателя исследуем уравнение

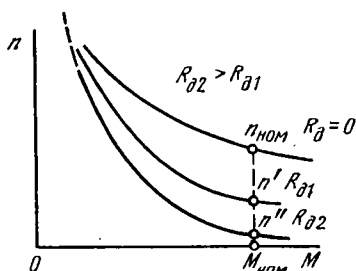
$$n = [U - I(R_a + R_b)] / (c\Phi).$$

При небольших нагрузках, когда магнитная система не насыщена и Φ пропорционален I , скоростная характеристика при $U = \text{const}$ имеет вид гиперболы. С увеличением нагрузки сталь машины насыщается и характеристика становится более пологой. Скоростная характеристика двигателя последовательного возбуждения является мягкой.

На рис. 3.10 приведены механические характеристики двигателя $n = f(M)$ при $U = \text{const}$. Характеристику, полученную при $R_d = 0$, называют естественной. Включая в цепь якоря R_d , получают различные искусственные характеристики, причем чем больше R_d , тем мягче механическая характеристика.

Регулирование частоты вращения якоря двигателя в основном осуществляется так же, как и для двигателя параллельного возбуждения. Однако регулирование частоты вращения изменением потока дости-

Рис. 3.10. Механические характеристики двигателя последовательного возбуждения



гается или шунтированием обмотки возбуждения, или шунтированием обмотки якоря (см. рис. 3.8).

Благодаря мягким механическим характеристикам двигателя последовательного возбуждения применяют в различных электрических приводах, особенно там, где имеют место изменение нагрузочного момента в широких пределах и тяжелые условия пуска (грузоподъемные и поворотные механизмы, тяговый привод и пр.).

§ 3.5. Двигатели смешанного возбуждения

В двигателе смешанного возбуждения (рис. 3.11) магнитный поток Φ создается действием двух обмоток возбуждения — параллельной OB_1 и последовательной OB_2 . Поэтому его механические характеристики (рис. 3.12) располагаются между характеристиками двигателей параллельного (прямая 1) и последовательного (кривая 2) возбуждения.

В зависимости от соотношения МДС параллельной и последовательной обмоток при номинальном режиме можно приблизить характеристики двигателя смешанного возбуждения (кривые 3 и 4) к характеристике 1 (при малой МДС последовательной обмотки) или к характеристике 2 (при малой МДС параллельной обмотки). Достоин-

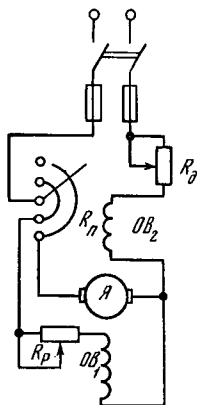


Рис. 3.11. Схема двигателя смешанного возбуждения

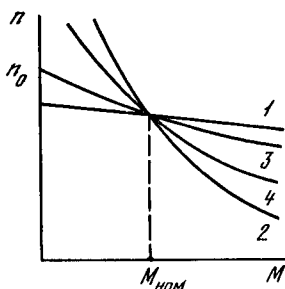


Рис. 3.12. Механические характеристики двигателя смешанного возбуждения

ством двигателей смешанного возбуждения является то, что они, обладая мягкой механической характеристикой, могут работать при холостом ходе, так как частота вращения n_0 имеет конечное значение.

§ 3.6. Исполнительные двигатели постоянного тока независимого возбуждения

Двигатели постоянного тока малой мощности (от долей ватта до 500 Вт) применяют в автоматических и следящих системах в качестве исполнительных, т. е. двигателей, осуществляющих преобразование электрического сигнала (напряжения управления) в механическое вращение вала.

Такие двигатели имеют хорошие регулировочные характеристики, что особенно ценно в тех случаях, когда по условиям работы требуется широкий диапазон регулирования частоты вращения. Двигатели независимого возбуждения наиболее полно удовлетворяют основным требованиям, предъявляемым к исполнительным двигателям: отсутствие самозапуска (самоторможение двигателя при снятии сигнала управления); широкий диапазон регулирования частоты вращения; линейность механических и регулировочных характеристик; устойчивость работы во всем диапазоне частот вращения; большой пусковой момент; малая мощность управления; быстродействие; надежность работы; малые габариты и масса.

Вместе с тем эти двигатели имеют и существенные недостатки, ограничивающие область их применения: наличие скользящего контакта между щетками и коллектором, являющегося источником радиопомех; малый срок службы щеточного устройства.

Схема двигателя независимого возбуждения представлена на рис. 3.13, а. Основными характеристиками двигателя являются механические $\omega = f(M)$ при $U = \text{const}$ и регулировочные $\omega = f(U)$ при $M = \text{const}$. Так как размерность частоты вращения — об/мин (n) или угловой скорости рад/с (ω), механические характеристики изображают в координатах $n = f(M)$ или $\omega = f(M)$.

Поскольку для анализа динамики систем автоматики и следящих систем при выводе передаточных функций общепринято оперировать с угловой скоростью ω и вращающим моментом M (Н·м), выведем связь между ЭДС якоря E_a и угловой скоростью ω , с одной стороны, и вращающим моментом M и током якоря I_a — с другой. Подставив в (1.1) $n = 60\omega/(2\pi)$, получим

$$E_a = \frac{P}{60} \frac{N}{a} \frac{60\omega}{2\pi} \Phi = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a} \Phi \omega.$$

Вращающий момент зависит от тока якоря согласно (3.2).

Таким образом, связь между ЭДС якоря и угловой скоростью, а также между вращающим моментом и током якоря в системе единиц СИ определяется *единым электромагнитным коэффициентом*

$$k_{эм} = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a} \Phi. \quad (3.5)$$

Тогда $E_a = k_{эм}\omega$; $M = k_{эм}I_a$.

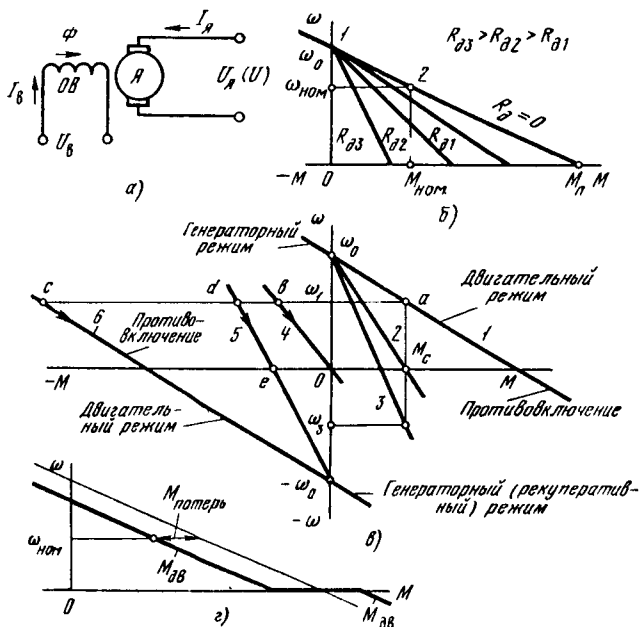


Рис. 3.13. Схема и режимы работы исполнительного двигателя независимого возбуждения

Подставив в уравнение второго закона Кирхгофа для якорной цепи $U = E_{\text{я}} + I_{\text{я}} R_{\text{я}}$ значения $I_{\text{я}} = M/k_{\text{эм}}$; $E_{\text{я}} = k_{\text{эм}} \omega$, определим $U = k_{\text{эм}} \omega + (M/k_{\text{эм}}) R_{\text{я}}$, откуда

$$\omega = (U/k_{\text{эм}}) - (R_{\text{я}}/k_{\text{эм}}^2) M. \quad (3.6)$$

Из (3.6) следует, что механическая характеристика при $\Phi = \text{const}$ представляет собой прямую линию (рис. 3.13, б). Угловую скорость, соответствующую $M = 0$ и равную при номинальном напряжении на якоре

$$\omega_0 = U_{\text{ном}}/k_{\text{эм}}, \quad (3.7)$$

называют угловой скоростью идеального холостого хода. При вращении якоря со скоростью $\omega > \omega_0$ машина переходит из двигательного режима с $M > 0$ (I квадрант) в генераторный (II квадрант) с отрицательным вращающим моментом (якорь вращается принудительно, например под действием инерции исполнительного механизма). При этом ток $I_{\text{я}} < 0$, т. е. машина отдает энергию в сеть.

Положив в (3.6) $\omega = 0$ и считая напряжение номинальным, получим

$$M_{\text{п}} = k_{\text{эм}} (U_{\text{ном}}/R_{\text{я}}), \quad (3.8)$$

где $U_{\text{ном}}/R_{\text{я}} = I_{\text{п}}$.

Механическая характеристика двигателя может быть построена по точкам 1 и 2, которые рассчитывают согласно его паспортным данным:

сопротивлению $R_{я}$ и току $I_{яном}$, напряжению $U_{ном}$ и частоте вращения $n_{ном}$, соответствующим режиму номинальной нагрузки. Коэффициент $k_{эм} = (U_{ном} - I_{яном}R_{я})/\omega_{ном}$, где $\omega_{ном} = \pi n_{ном}/30$. В точке 1 угловая скорость $\omega_0 = U_{ном}/k_{эм}$, в точке 2 $\omega = \omega_{ном}$, $M_{ном} = k_{эм}I_{яном}$.

На рис. 3.13,б приведены естественная и семейство искусственных характеристик, соответствующих

$$\omega = (U/k_{эм}) - [(R_{я} + R_{д})/k_{эм}^2] M, \quad (3.9)$$

для $R_{д1}$, $R_{д2}$ и $R_{д3}$, измеренных при номинальных значениях Φ и U . Отметим, что в IV квадранте направление угловой скорости противоположно направлению вращающего момента, поэтому машина находится в тормозных режимах (противовключения и генераторном).

На рис. 3.13,в приведены примеры определения установившихся режимов работы двигателя для постоянного момента сопротивления M_c (груз). При включении двигателя без добавочного резистора (естественная характеристика 1) груз поднимается со скоростью двигателя ω_1 . При включении добавочного резистора (искусственная характеристика 2) груз неподвижен ($\omega = 0$). При работе двигателя в режиме, определяемом характеристикой 3, груз опускается со скоростью ω_3 . Искусственная характеристика 4 соответствует режиму динамического торможения, заключающемуся в отсоединении якорной цепи от источника и замыкания ее на добавочный резистор. Если работа двигателя до переключения соответствовала точке a , то в момент переключения из-за инерции угловая скорость сохраняется равной ω_1 и двигатель переходит в режим, соответствующий точке b , создавая противоположный по знаку (отрицательный) момент вращения, под действием которого вал тормозится до точки 0.

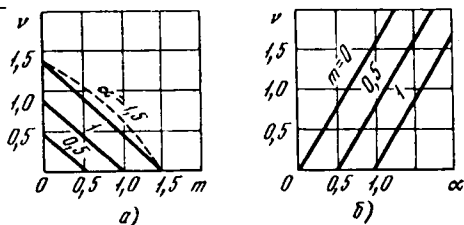
Наиболее интенсивный процесс торможения происходит при торможении противовключением, когда якорь включают на напряжение противоположной полярности. Этому режиму соответствует характеристика 6, проходящая через точку $-\omega_0$. Однако слишком большой ток в точке c не позволяет применять этот метод для двигателей большой мощности. Поэтому прибегают к режиму торможения противовключением по искусственной характеристике 5, где ток в процессе торможения определяется точками a , d , e .

Таким образом, в формулу (3.6) входит вращающий момент; момент же на валу двигателя меньше электромагнитного на момент потерь (в основном потери за счет трения между щетками и коллектором). У двигателей малой мощности момент $M_{потерь}$ относительно велик; более точно механическая характеристика показана на рис. 3.13,г. Момент потерь $M_{потерь} = k_{эм}I_{яном} - P_{ном}/\omega_{ном}$. При тормозном режиме момент потерь складывается с электромагнитным.

Характеристики исполнительных двигателей удобно рассматривать в относительных единицах. Примем за единицу вращающего момента пусковой момент M_p , за единицу угловой скорости угловую скорость холостого хода ω_0 . Обозначим $M/M_p = m$, $U/U_{ном} = \alpha$, $n/n_0 = \omega/\omega_0 = v$.

Разделив (3.6) на (3.7) и учтя (3.8), получим механическую характеристику в относительных единицах

Рис. 3.14. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики исполнительного двигателя в относительных единицах



$$v = \alpha - m. \quad (3.10)$$

Механические [$v = f(m)$ при $\alpha = \text{const}$] и регулировочные [$v = f(\alpha)$ при $m = \text{const}$] характеристики показаны на рис. 3.14, а, б.

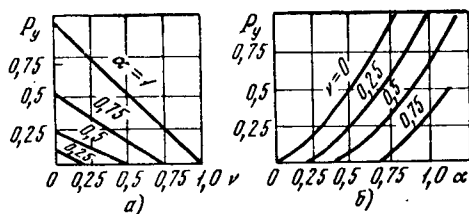


Рис. 3.15. Характеристики мощности управления исполнительного двигателя независимого возбуждения в относительных единицах

Мощность управления в относительных единицах $P_y = \alpha^2 - \alpha v$.

На рис. 3.15, а, б приведены характеристики мощности управления в относительных единицах: $P_y = f(v)$ при $\alpha = \text{const}$; $P_y = f(\alpha)$ при $v = \text{const}$.

При якорном управлении мощность возбуждения $P_a = U_a I_a = U^2 / R_a = \text{const}$. Полезная механическая мощность в относительных единицах $P_2 = \alpha v - v^2$.

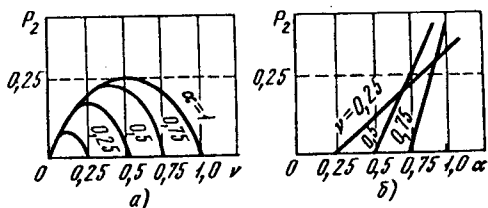
На рис. 3.16, а, б показаны характеристики полезной мощности в относительных единицах: $P_2 = f(v)$ при $\alpha = \text{const}$, $P_2 = f(\alpha)$ при $v = \text{const}$. Продифференцировав P_2 по v и приравняв нулю, получим $\alpha - 2v_{\text{max}} = 0$, $v_{\text{max}} = \alpha/2$. Тогда максимальная полезная мощность при относительной скорости v_{max}

$$P_{2\text{max}} = \alpha^2/2 - \alpha^2/4 = \alpha^2/4.$$

Снижение α резко уменьшает максимальную полезную мощность.

Характеристика полезной мощности на рис. 3.16, б является линейной функцией и строится по двум точкам: при $\alpha = 1$ $P_2 = v(1 - v)$, при $\alpha = v$ $P_2 = 0$.

Рис. 3.16. Характеристики полезной мощности исполнительного двигателя независимого возбуждения в относительных единицах



Основные технические данные исполнительных двигателей постоянного тока серий ПН, МИ, СЛ приведены в табл. П.5–П.7.

§ 3.7. Магнитоэлектрические двигатели серий ДПМ и ДПР

Магнитоэлектрические двигатели используют как в приводах различных механизмов и машин, так и в системах автоматического управления и регулирования. Регулирование частоты вращения таких двигателей производят путем изменения напряжения питания, подводимого к якорной цепи двигателей.

Двигатели серии ДПМ являются двухполюсными электрическими машинами с возбуждением от внешнего кольцевого постоянного магнита и имеют якорь классической конструкции (пакет якоря набран из шихтованной электротехнической стали). В отличие от двигателей серии ДПМ двигатели серии ДПР имеют полый якорь. Возбуждение двигателей осуществляют от расположенного внутри якоря двухполюсного цилиндрического постоянного магнита. Благодаря такой конструкции двигатели серии ДПР имеют более высокий КПД, больший срок службы и меньшую электрохимическую постоянную времени.

Схема включения магнитоэлектрического двигателя приведена на рис. 3.17. При подведении к цепи якоря напряжения U по обмотке якоря проходит ток I , создающий в результате взаимодействия с магнитным потоком постоянного магнита вращающий момент M , под действием которого якорь двигателя приходит во вращение.

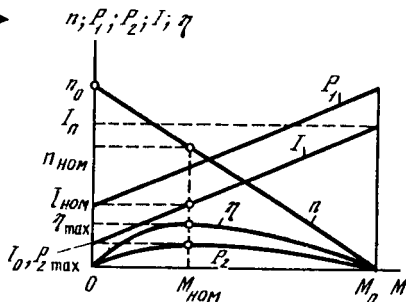
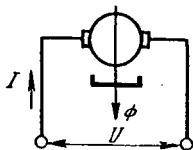
Рабочие характеристики рассматриваемых двигателей с нестабилизированной частотой вращения $n = f(M)$, $I = f(M)$, $P_1 = f(M)$, $P_2 = f(M)$ и $\eta = f(M)$ представлены на рис. 3.18. Механические и регулировочные характеристики аналогичны соответствующим характеристикам электрических двигателей независимого возбуждения (см. рис. 3.14, а, б).

Практически пределы регулирования частоты вращения двигателей серии ДПМ составляют 1:5–1:10, двигателей серии ДПР – 1:10–1:20. Стабилизация частоты вращения таких двигателей основывается на поддержании постоянства некоторого среднего значения ЭДС якоря с помощью центробежного регулятора (ЦБР).

Схемы включения двигателей серии ДПМ со стабилизированной частотой вращения приведены на рис. 3.19, а–в. Параметры элементов

Рис. 3.18. Рабочие характеристики электродвигателей серии ДПМ и ДПР

Рис. 3.17. Схема включения магнитоэлектрического двигателя



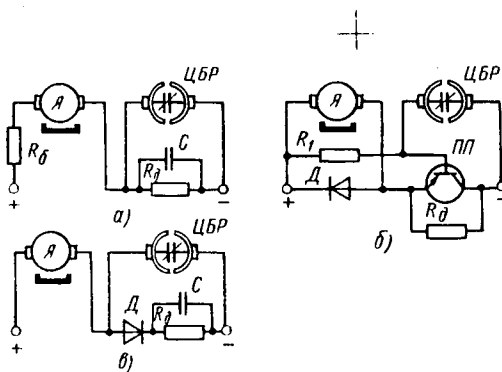


Рис. 3.19. Схемы включения двигателей серии ДПМ

схем включения таких двигателей исполнения НЗ указаны в табл. П.8. Частота пусков двигателей должна быть не более одного раза в 10 с. Реверсирование двигателей серии ДПМ стабилизированного исполнения не допускается.

Двигатели серий ДПМ и ДПР имеют несколько конструктивных исполнений, например в табл. П.9 приведены основные технические данные двигателя серии ДПМ-20 исполнений Н1 и Н2, а в табл. П.10 – двигателя ДПР-2 тех же исполнений.

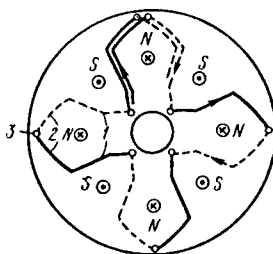
§ 3.8. Малоинерционные двигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре

Стремление использовать в машиностроении технику печатных схем как технологическую основу автоматизации обмоточных работ привело к созданию качественно новых электрических машин с печатными обмотками на якоре.

Двигатели постоянного тока с печатными обмотками (ДПО) на дисковом якоре представляют интерес для следящих и регулируемых электроприводов. Основным преимуществом таких двигателей является меньшая механическая и электромагнитная инерционность якоря. Якорь ДПО представляет собой укрепленный на валу тонкий диск из механически прочного и нагревостойкого изоляционного материала.

На обеих сторонах диска методом печатного монтажа нанесены плоские тонкие медные проводники обмотки. Радиальные участки 1 проводников (рис. 3.20) образуют активную зону обмотки. Изогнутые части

Рис. 3.20. Схема восьми-полюсной волновой печатной обмотки дискового якоря



2 проводников вблизи кромки и центра дискового якоря, необходимые для соединения активных проводников, образуют лобовые части обмотки, которые, будучи нанесенными на противоположные стороны диска, соединяются между собой через гальванизированные отверстия 3 (гальванические заклепки).

Толщина печатного проводника значительно меньше его ширины. Поверхность печатных проводников, обращенная в сторону торцового воздушного зазора, сравнительно велика и лишена изоляции. Вследствие этого проводники печатной обмотки имеют лучшие условия охлаждения по сравнению с изолированными проводами, расположенными в пазу ферромагнитного якоря обычного исполнения, и допускают более высокие плотности тока. В длительном режиме допустимая плотность тока в печатных обмотках составляет 30–40 А/мм², а в импульсном – 100–150 А/мм².

Число широких тонких активных проводников, нанесенных в один слой на каждой стороне диска, невелико, так как ограничено размерами диска. Поэтому в печатных якорях машин постоянного тока применяют простую волновую обмотку, позволяющую выполнить якорь на необходимое напряжение.

В электрических машинах постоянного тока небольшой мощности (до 100–200 Вт) с печатным якорем при относительно малых частотах вращения нет необходимости в отдельном коллекторе. Щетки с малым контактным сопротивлением скользят непосредственно по неизолированной поверхности активных проводников печатного якоря. Для повышения износостойкости проводников, контактирующих со щеткой, применяют специальные покрытия (родий, палладий и т. д.) толщиной в несколько микрон. Совмещение функций коллектора и печатной обмотки упрощает и удешевляет двигатель.

Масса печатного якоря ДПО, как правило, значительно меньше массы якоря обычной конструкции эквивалентной по мощности машины постоянного тока. Меньше (в 2–4 раза) и момент инерции дискового печатного якоря. Схема конструкции ДПО изображена на рис. 3.21. Литые постоянные магниты 1 цилиндрической формы с наконечником 6 в виде сектора кольца установлены в пазах кольцевого магнитопровода 2 из магнитомягкого материала. Часто постоянные магниты отливают в виде секторов цилиндрического кольца; при этом нет необходимости в полюсных наконечниках. Кольцо 3 является второй частью магнитопровода. Крепление постоянных магнитов 1 в пазах кольцеобразного магнитопровода 2 осуществляют склеиванием или пайкой. Аналогично крепят полюсные наконечники 6. Поверхности кольца 3 и наконечников 6 или самих полюсов, образующие торцовый воздушный зазор, при отсутствии наконечников тщательно выравнивают для обеспечения одинакового размера зазора и магнитной индукции под каждым полюсом. Магнитная система встраивается в крышки 7 и 8 из немагнитного материала. В крышке 7 устанавливают щеточный узел 5. Щетки через соответствующее отверстие в кольце 3 крепят непосредственно на активные проводники печатного якоря 4. Так как в ДПО условия коммутации облегчены, магнитная система не содержит дополнительных полюсов.

Рост мощности ДПО ограничен, так как при этом необходим больший диаметр печатного якоря при практической невозможности увеличения толщины диска, лимитированной размером немагнитного зазора машины. Увеличение диаметра тонких дисков ограничено требованиями их механической прочности и термомеханической устойчивости против коробления. Кроме того, при этом возрастают биения и вибрации, а также снижается надежность машины, особенно при форсированных режимах.

Высокие плотности тока приводят к относительно большому сопротивлению якоря ДПО, что резко уменьшает жесткость механических характеристик и заметно снижает КПД двигателя. Уменьшение активного сопротивления за счет увеличения толщины печатных проводников приводит к повышению момента инерции ротора и, следовательно, к снижению быстродействия ДПО.

На рис. 3.22 приведены рабочие характеристики двух двигателей, отличающихся только толщиной печатной обмотки. Сопротивление первого якоря в 5 раз больше сопротивления второго.

Двигатели с печатной обмоткой на дисковом якоре по сравнению с двигателями обычной конструкции имеют следующие преимущества:

- меньшую стоимость при массовом производстве ввиду устранения целого комплекса плохо поддающихся автоматизации работ, связанных с изготовлением обычной обмотки якоря;
- улучшенные динамические качества двигателя;
- незначительность электрической инерционности печатной обмотки якоря;
- линейность механических характеристик ДПО при малой частоте вращения двигателя;
- безыскровую коммутацию ввиду малой индуктивности и взаимной индуктивности одновитковой коммутируемой секции;

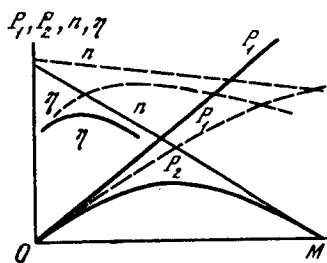


Рис. 3.22. Рабочие характеристики двигателей с разной толщиной печатной обмотки:

сплошные линии — при толщине 0,2 мм; пунктирные линии — при толщине 1,0 мм

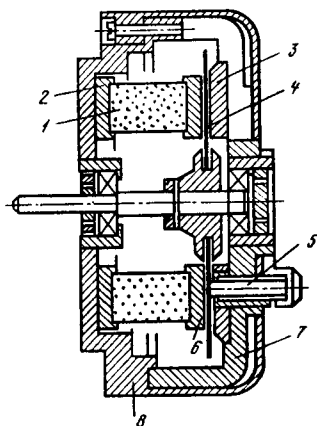


Рис. 3.21. Схема конструкции ДПО малой мощности с возбуждением от постоянных магнитов

е) низкий уровень шумов и вибраций.

К числу недостатков ДПО можно отнести следующие:

а) меньшая долговечность, обусловленная быстрым износом меди печатных проводников в месте установки коммутирующих щеток;

б) повышенный размер немагнитного зазора при электромагнитной системе возбуждения, приводящий к снижению общего КПД машины и увеличению тепловой нагрузки;

в) потери на вихревые токи в печатной обмотке, соизмеримые с электромагнитной мощностью двигателя;

г) повышенное сопротивление обмотки якоря вследствие высокой плотности тока в проводниках, что приводит к повышенным потерям в обмотке якоря и снижает жесткость механических характеристик двигателя.

Глава 4

УПРАВЛЕНИЕ ДВИГАТЕЛЯМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НЕЗАВИСИМОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

§ 4.1. Переходные процессы при пуске двигателя

Рассмотрим переходные процессы при пуске двигателя независимого возбуждения, подразумевая под *пуском* подключение якоря к сети постоянного тока U . Так как обмотка возбуждения такого двигателя постоянно включена под напряжение, то угловая скорость и направление вращения вала зависят лишь от значения и полярности напряжения, подаваемого к якорю.

Составим дифференциальное уравнение, описывающее поведение двигателя независимого возбуждения при переходном процессе. Напряжение U уравнивается ЭДС самоиндукции якоря $L_{\text{я}} di_{\text{я}}/dt$, падением напряжения на активном сопротивлении якоря $R_{\text{я}}$ и противо-ЭДС $e_{\text{я}}$, возникающей в якоря при вращении. Следовательно, для цепи якоря можно записать

$$L_{\text{я}} \frac{di_{\text{я}}}{dt} + R_{\text{я}} i_{\text{я}} + e_{\text{я}} = U, \quad (4.1)$$

где $L_{\text{я}}$ — индуктивность якоря.

В исполнительных двигателях с независимым возбуждением щетки расположены, как правило, на геометрической нейтрали, поэтому продольная реакция якоря отсутствует. Если к тому же пренебречь влиянием поперечной реакции якоря, то можно считать, что противо-ЭДС якоря (см. § 3.6)

$$e_{\text{я}} = k_{\text{я}} \omega, \quad (4.2)$$

а вращающий момент двигателя

$$M = k_{\text{эм}} i_{\text{я}}. \quad (4.3)$$

Дифференциальное уравнение движения вала двигателя имеет вид

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.4)$$

где J — момент инерции вращающихся частей, приведенный к валу двигателя; M_c — статический момент или момент сопротивления (в общем случае равен сумме нагрузочного момента и момента трения двигателя).

Предположим, что нагрузка имеет инерционный характер и моментом сопротивления, так же как и моментом трения двигателя, можно пренебречь. При разгоне двигателя на холостом ходу ($M_c = 0$) выражение (4.4) с учетом (4.3) принимает вид

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_{\text{эм}} i_{\text{я}}. \quad (4.5)$$

Подставив в (4.1) значение тока $i_{\text{я}}$ из (4.5) и ЭДС $e_{\text{я}}$ из (4.2), получим

$$(L_{\text{я}} J / k_{\text{эм}}^2) (d^2 \omega / dt^2) + (R_{\text{я}} J / k_{\text{эм}}^2) (d\omega / dt) + \omega = U / k_{\text{эм}}.$$

Введем обозначения: $R_{\text{я}} J / k_{\text{эм}}^2 = T_{\text{м}}$ — электромеханическая постоянная времени двигателя и $L_{\text{я}} / R_{\text{я}} = T_{\text{я}}$ — электромагнитная постоянная времени якоря.

Разделив и умножив коэффициент перед второй производной на $R_{\text{я}}$ и учтя введенные обозначения, приведем дифференциальное уравнение для угловой скорости вала двигателя к виду

$$T_{\text{м}} T_{\text{я}} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_{\text{м}} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{U}{k_{\text{эм}}}. \quad (4.6)$$

Частное решение этого уравнения представляет собой установившееся значение угловой скорости (при равных нулю производных скорости от времени) $\omega_{\text{уст}} = U / k_{\text{эм}}$. Как правило, в двигателях соблюдается условие $4T_{\text{я}} < T_{\text{м}}$, поэтому корни характеристического квадратного уравнения — действительные и разные. В этом случае общее решение однородного уравнения имеет вид

$$\omega = A_1 e^{\alpha_1 t} + A_2 e^{\alpha_2 t},$$

где

$$\alpha_{1,2} = \frac{-T_{\text{м}} \pm \sqrt{T_{\text{м}}^2 - 4T_{\text{м}} T_{\text{я}}}}{2T_{\text{м}} T_{\text{я}}} = -\frac{1}{2T_{\text{я}}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{я}}}{T_{\text{м}}}} \right) \quad (4.7)$$

— корни характеристического уравнения $T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{м}} p + 1 = 0$.

Решение уравнения (4.6) равно, как известно, сумме частного и общего решений:

$$\omega = \omega_{\text{уст}} + A_1 e^{\alpha_1 t} + A_2 e^{\alpha_2 t}. \quad (4.8)$$

Значения постоянных A_1 и A_2 найдем из начальных условий: 1) $\omega = 0$ в момент $t = 0$; 2) $d\omega/dt = 0$ в момент $t = 0$. Первое условие означает, что в момент включения вал двигателя неподвижен, второе объясняется тем, что в первый момент вследствие индуктивности якоря ток якоря равен нулю, а следовательно, равен нулю вращающий момент (4.3) и ускорение (4.5) двигателя.

Подставив начальные условия в (4.8) и в производную от (4.8) по времени $d\omega/dt = \alpha_1 A_1 e^{\alpha_1 t} + \alpha_2 A_2 e^{\alpha_2 t}$, получим систему уравнений

$$\omega_{уст} + A_1 + A_2 = 0;$$

$$\alpha_1 A_1 + \alpha_2 A_2 = 0,$$

решая которую, найдем $A_1 = \alpha_2 \omega_{уст} / (\alpha_1 - \alpha_2)$; $A_2 = -\alpha_1 \omega_{уст} / (\alpha_1 - \alpha_2)$.

Подставив значения A_1 и A_2 в (4.8), определим окончательное выражение для угловой скорости вала двигателя независимого возбуждения при включении якоря под напряжение:

$$\omega = \omega_{уст} \left(1 + \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{\alpha_1 t} - \frac{\alpha_1}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{\alpha_2 t} \right).$$

Найдем дифференциальное уравнение для тока якоря в процессе разгона вала двигателя. Для этого продифференцируем выражение (4.6):

$$T_m T_\pi \frac{d^3 \omega}{dt^3} + T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{d\omega}{dt} = 0$$

и подставим в него полученные из (4.5) значения первой, второй и третьей производных от угловой скорости по времени. В результате подстановки и сокращения всех членов уравнения на общий множитель $k_{эм}/J$ получим

$$T_m T_\pi \frac{d^2 i_\pi}{dt^2} + T_m \frac{di_\pi}{dt} + i_\pi = 0. \quad (4.9)$$

Решение этого уравнения имеет вид

$$i_\pi = B_1 e^{\alpha_1 t} + B_2 e^{\alpha_2 t}, \quad (4.10)$$

где α_1, α_2 — корни характеристического уравнения, одинакового для (4.6) и (4.9). Постоянные B_1 и B_2 находим из начальных условий: 1) $i_\pi = 0$ в момент $t = 0$; 2) $U = L_\pi (di_\pi/dt)$ в момент $t = 0$.

Первое условие уже объяснялось, второе означает, что в момент включения, когда ток и угловая скорость якоря равны нулю, в левой части равенства (4.1) второе и третье слагаемые также равны нулю, и напряжение U уравнивается только ЭДС самоиндукции якоря.

Подстановка начальных условий в уравнение (4.10) и его производную приводит к системе

$$B_1 + B_2 = 0;$$

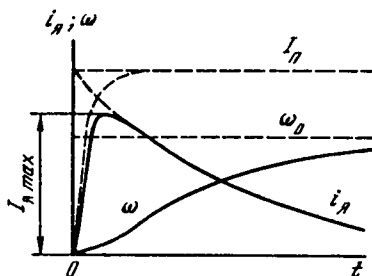
$$\alpha_1 B_1 + \alpha_2 B_2 = U/L_\pi,$$

решая которую, находим $B_1 = \frac{U}{L_\pi(\alpha_1 - \alpha_2)}$; $B_2 = \frac{-U}{L_\pi(\alpha_1 - \alpha_2)}$.

Подставив значения B_1 и B_2 в (4.10), определим окончательное выражение для тока якоря при включении его под напряжение:

$$i_\pi = \frac{U}{L_\pi(\alpha_1 - \alpha_2)} (e^{\alpha_1 t} - e^{\alpha_2 t}).$$

Рис. 4.1. Графики изменения тока и угловой скорости от времени при прямом пуске двигателя независимого возбуждения



Отметим, что α_1, α_2 — отрицательны, поэтому $i_a \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$, что соответствует идеальному холостому ходу двигателя при $M_c = 0$, когда $\omega_{уст} = \omega_0$. Примерный вид кривых тока и скорости вращения приведен на рис. 4.1. Если якорь неподвижен, то ток возрастает по пунктирной кривой до установившегося значения I_n .

§ 4.2. Автоматизация пуска двигателя

При пуске двигателя ток $I_{a \max}$ (рис. 4.1) достигает 0,5–0,9 от пускового тока $I_n = U/R_a$ и в несколько раз превышает номинальное значение тока якоря (см. § 3.2). Подобные «броски» тока резко понижают напряжение в системах электропитания ограниченной мощности и нарушают работу других потребителей энергии, а при достаточно большой мощности системы питания могут привести к недопустимым ударным нагрузкам в двигателе и поломке механизма.

Во избежание этих явлений чаще всего пуск двигателей особенно большой мощности производят с помощью пусковых резисторов (реостатов), которые подбирают следующим образом. Задаются допустимым значением «бросков» тока I_2 и значением I_1 , до которого ток снижается. На естественной механической характеристике (рис. 4.2, а) проводят граничные вертикальные линии через точки M_2 и M_1 , соответствующие токам I_2 и I_1 . Через точку b проводят горизонтальную прямую $b - c$ и по точкам ω_0 и c строят искусственную характеристику до точки d , определяющей следующую горизонтальную линию. Если точка пересечения последней искусственной характеристики и оси M не совпадает с точкой f , то построения повторяют, несколько изменив диапазон граничных токов I_2 и I_1 . Добавочные сопротивления секций пускового резистора, включаемого в цепь якоря, легко определить, если учесть, что тангенс угла наклона естественной характеристики (3.6), определяемый, например, отрезком ab для тока I_2 , пропорционален сопротивлению R_2 . Следовательно, $R_{d1} = R_a(df/ab)$ и $R_{d2} = R_a(bd/ab)$. Таким образом, как показано стрелками на рис. 4.2, а, «броски» тока в моменты включения напряжения и выключения секций пускового резистора происходят по отрезкам горизонтальных прямых, а процесс разгона двигателя — по отрезкам искусственных и естественной характеристик до установившейся скорости $\omega_{уст}$, соответствующей моменту сопротивления M_c приводимого механизма.

Автоматизация процесса пуска заключается в использовании реле времени, которые после включения якоря (рис. 4.2, б) контактом K_3 через определенные промежутки времени замыкают сначала контакт K_1 , а затем K_2 , шунтируя секции пускового резистора. Время выдержки реле подбирают так, чтобы в моменты включения контактов K_1 и K_2 угловая скорость двигателя достигала значений ω_d и ω_b соответственно. С помощью такой схемы осуществляют пуск двигателя в функции времени. Недостаток схемы заключается в том, что при снижении, например, напряжения сети или увеличении момента сопротивления длительность разгона возрастет и к моментам включения контактов угловая скорость окажется ниже скоростей ω_d и ω_b , вызывая увеличенные «броски» тока.

От этого недостатка свободна схема, осуществляющая пуск в функции тока (рис. 4.3). В схеме используют реле ускорения, обмотка P_4 которого обладает небольшим сопротивлением и по ней протекает ток якоря. При токе в обмотке, большем I_1 , реле P_4 срабатывает, при меньшем — отпускает. При нажатии кнопки пуска Π срабатывает реле P_3 и замыкает своими контактами P_{3-1} якорную цепь, контактами P_{3-2} блокирует кнопку Π (после чего она может быть отпущена), а с помощью контактов P_{3-3} подает напряжение к цепям обмоток реле P_1 и P_2 .

Первый бросок тока якоря заставляет сработать реле ускорения P_4 , его размыкающие контакты P_{4-1} и P_{4-2} разрывают цепи обмоток реле P_1 и P_2 , в результате чего пуск начинается при включенных секциях резистора R_{d1} и R_{d2} . По мере разгона двигателя до угловой скорости ω_d ток i_a уменьшится до I_1 , реле ускорения отпускает контакты P_{4-1} , которые замыкают цепь реле P_1 . Это реле, сработав, замыкает свои

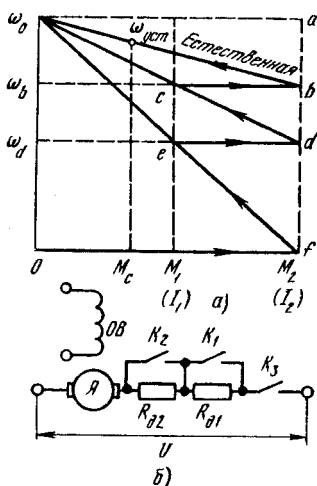


Рис. 4.2. Механические характеристики (а) и схема включения (б) двигателя независимого возбуждения

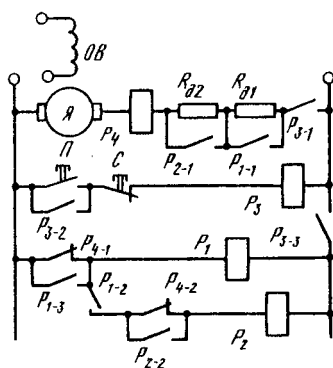


Рис. 4.3. Схема пуска двигателя в функции тока якоря

контакты P_{1-1} и шунтирует секцию $R_{л1}$. При этом замкнутся контакты P_{1-2} и P_{1-3} реле P_1 , однако цепь реле P_2 будет разомкнута контактами реле ускорения P_{4-2} , которое вновь сработает от второго броска тока якоря.

По мере дальнейшего разгона двигателя до угловой скорости ω_b реле ускорения снова отпускает и замыкает контакты P_{4-2} , заставляя срабатывать реле P_2 и шунтировать контактами P_{2-1} секцию $R_{л2}$. При этом к обмоткам реле P_1 и P_2 напряжение будет поступать через замкнутые контакты P_{1-3} , несмотря на то, что при третьем броске тока якоря, который произойдет при скорости ω_b , контакты P_{4-1} окажутся разомкнутыми. Ту же функцию выполняют контакты P_{2-2} , блокирующие разомкнувшиеся при броске тока контакты P_{4-2} реле ускорения.

Остановку двигателя осуществляют нажатием кнопки «Стоп» C , обесточивающей обмотку реле P_3 и, следовательно, разрывающей его контактами P_{3-1} , P_{3-2} как цепь якоря, так и цепи обмоток P_1 и P_2 .

Пуск в функции скорости может быть осуществлен по схеме, подобной рис. 4.3, если обмотки реле P_1 и P_2 включить параллельно якорю. Так как ЭДС вращения якоря пропорциональна угловой скорости, то, настроив реле на срабатывание при определенных напряжениях на якоре, соответствующих требуемым значениям ЭДС и угловым скоростям ω_a и ω_b , легко получить схему, шунтирующую секции пускового резистора при достижении двигателем этих угловых скоростей.

§ 4.3. Управление двигателем со стороны якоря. Передаточные функции

Под управлением двигателем в автоматике чаще всего понимают регулирование угловой скорости в соответствии с поступающим от системы управления сигналом.

Из формулы (3.9) следует, что управлять угловой скоростью двигателя можно, изменяя напряжение, подводимое к якорной цепи, или увеличивая активное сопротивление цепи якоря. В последнем случае изменение угловой скорости возможно только под нагрузкой. Действительно, если момент сопротивления, а следовательно, и вращающий момент двигателя, преодолевающий его, близки к нулю, то влияние второго члена выражения (3.9) мало и угловая скорость остается близкой к ω_0 . Диапазон изменения угловой скорости возрастает по мере увеличения M_c . Из рис. 4.4,а видно, что при $M_{c2} > M_{c1}$ диапазон $\Delta\omega_2 > \Delta\omega_1$. Однако существенным недостатком такого управления является низкая жесткость механических характеристик, т. е. способность двигателя сохранять установленную угловую скорость при колебаниях момента сопротивления. Чем больше R_d , тем меньше жесткость характеристики. Поэтому, как правило, для управления угловой скоростью используют метод изменения напряжения.

На рис. 4.4,б приведены искусственные механические характеристики, построенные по формуле (3.6), при различных U . Нетрудно видеть, что при этом методе регулирования угловая скорость может быть изменена от 0 до ω_0 , причем диапазон ее изменения почти не зависит от момента

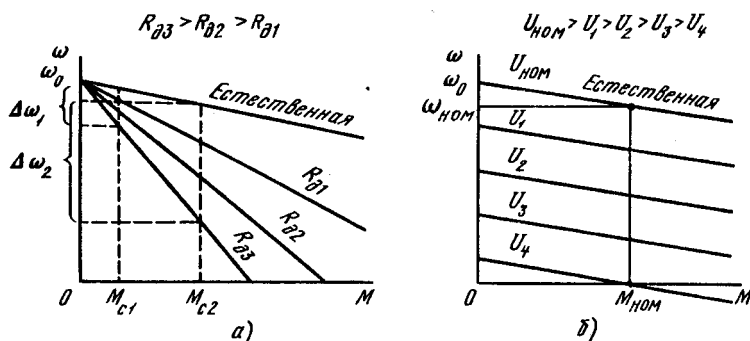


Рис. 4.4. Механические характеристики при якорном управлении: а – введение добавочного резистора; б – изменение напряжения

сопротивления. Угол наклона характеристик, определяющий жесткость, сохраняется неизменным.

Найдем передаточную функцию двигателя при управлении путем изменения напряжения, подводимого к якору. Для этого запишем дифференциальное уравнение (4.6) в изображениях напряжения $U(p)$ и угловой скорости $\omega(p)$:

$$T_M T_{\text{я}} p^2 \omega(p) + T_M p \omega(p) + \omega(p) = U(p) / k_{\text{эм}}, \quad (4.11)$$

откуда передаточная функция двигателя

$$W(p) = \omega(p) / U(p) = k_{\text{дв}} / (T_M T_{\text{я}} p^2 + T_M p + 1), \quad (4.12)$$

где

$$k_{\text{дв}} = 1 / k_{\text{эм}} \quad (4.13)$$

– коэффициент передачи двигателя, рад/(В·с);

$$T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}} \quad (4.14)$$

– электромагнитная постоянная времени цепи якоря, с;

$$T_M = J R_{\text{я}} / k_{\text{эм}}^2 \quad (4.15)$$

– электромеханическая постоянная времени двигателя, с.

Таким образом, двигатель является звеном второго порядка. Как известно, при $4T_{\text{я}} > T_M$ такое звено является колебательным, однако подобное сочетание постоянных времени, как указывалось, у двигателей наблюдается редко.

Если учесть, что обычно $4T_{\text{я}} < T_M$, то передаточную функцию (4.12) можно представить в виде

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} \approx \frac{k_{\text{дв}}}{T_M T_{\text{я}} p^2 + (T_M + T_{\text{я}}) p + 1} = \frac{k_{\text{дв}}}{(T_M p + 1)(T_{\text{я}} p + 1)}, \quad (4.16)$$

т. е. рассматривать двигатель, как два последовательно соединенных инерционных звена первого порядка.

Часто при анализе системы автоматического регулирования с двигателем пренебрегают постоянной времени якорной цепи, считая $T_{\text{я}} \approx 0$. Тогда двигатель описывают передаточной функцией

$$W(p) = k_{\text{дв}} / (T_{\text{мп}} p + 1), \quad (4.17)$$

т. е. представляют в виде одного инерционного звена.

Передаточные функции (4.12), (4.16) и (4.17) предполагают, что регулируемой (выходной) величиной является угловая скорость двигателя. В случаях, когда выходной величиной является угол поворота вала двигателя или приводимого им механизма (например, угол поворота антенны радиолокатора), в исходном дифференциальном уравнении (4.11) делают подстановку $\omega(p) = p\theta(p)$, где $\theta(p)$ — изображение угла поворота вала двигателя. Тогда передаточная функция двигателя

$$W(p) = \frac{\theta(p)}{U(p)} = \frac{k_{\text{дв}}}{p(T_{\text{м}} T_{\text{я}} p^2 + T_{\text{мп}} p + 1)} \approx \frac{k_{\text{дв}}}{p(T_{\text{мп}} p + 1)}, \quad (4.18)$$

т. е. дополняется интегрирующим звеном. Если же пренебречь временем разгона по сравнению с полным временем вращения вала, то двигатель является идеальным интегрирующим звеном:

$$W(p) = \theta(p)/U(p) = k_{\text{дв}}/p. \quad (4.19)$$

Приведенные передаточные функции выведены для $M_{\text{с}} = 0$. Покажем, что они справедливы для $M_{\text{с}} = \text{const}$, если характеристики двигателя считать линейными. Установившуюся угловую скорость для некоторого значения $M_{\text{с}}$ определяют по выражению механической характеристики (3.6):

$$\omega_{\text{уст}} = \omega_0 - \frac{R_{\text{я}}}{k_{\text{эм}}^2} M_{\text{с}},$$

откуда

$$R_{\text{я}}/k_{\text{эм}}^2 = (\omega_0 - \omega_{\text{уст}})/M_{\text{с}}. \quad (4.20)$$

Из подобия треугольников (рис. 4.5, а) следует, что $R_{\text{я}}/k_{\text{эм}}^2 = \Delta\omega/M_{\text{с}} = \omega_0/M_{\text{п}} = \omega_{\text{ном}}/(M_{\text{п}} - M_{\text{ном}}) = \omega_{\text{уст}}/(M_{\text{п}} - M_{\text{с}})$. Поэтому электромеханическая постоянная времени, вычисленная для любой точки характеристики, т. е. при любом $M_{\text{с}}$, остается неизменной:

$$T_{\text{м}} = J(R_{\text{я}}/k_{\text{эм}}^2) = J(\omega_0/M_{\text{п}}) = J\omega_{\text{ном}}/(M_{\text{п}} - M_{\text{ном}}) = J\omega_{\text{уст}}/(M_{\text{п}} - M_{\text{с}}) = \text{const}.$$

Аналогично остается неизменным и коэффициент передачи двигателя: $k_{\text{дв}} = 1/k_{\text{эм}} = M_{\text{п}}/I_{\text{п}} = M_{\text{ном}}/I_{\text{ном}} = M_{\text{с}}/I_{\text{уст}} = \text{const}$.

На рис. 4.5, б приведены графики переходных процессов, соответствующих передаточной функции (4.17) при пуске двигателя на холостом ходу и под нагрузкой при номинальном напряжении $U_{\text{ном}}$.

Для практических расчетов часто приходится определять параметры передаточной функции двигателя по данным каталогов, в которых не всегда имеются сведения, например, об индуктивности или о постоянной времени якоря. Приведем выражения, которые позволяют рассчитать или хотя бы оценить эти параметры по паспортным данным двигателя.

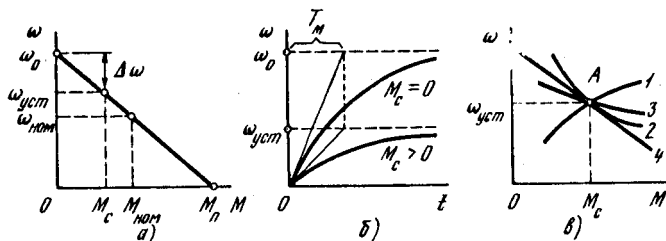


Рис. 4.5. К определению параметров и вида передаточной функции двигателя

Индуктивность якоря может быть ориентировочно найдена по формуле [12]

$$L_{\text{я}} \approx \frac{30}{\pi} \frac{U_{\text{ном}} c_{\text{х}}}{n_{\text{ном}} I_{\text{яном}}},$$

где $U_{\text{ном}}$ — в В; $n_{\text{ном}}$ — в об/мин; $I_{\text{яном}}$ — в А; $c_{\text{х}}$ — эмпирический коэффициент ($c_{\text{х}} = 0,4$ для машин без компенсационной обмотки, $c_{\text{х}} = 0,1$ для машин с компенсационной обмоткой); $L_{\text{я}}$ — в Гн.

Электромеханическую постоянную времени в зависимости от того, какие параметры машины известны, можно рассчитать по следующей формуле:

$$T_{\text{м}} = \frac{J R_{\text{я}} \omega_{\text{ном}}^2}{(U_{\text{ном}} - I_{\text{яном}} R_{\text{я}})^2} \quad \text{или} \quad T_{\text{м}} = \frac{J R_{\text{я}} I_{\text{яном}}^2 \omega_{\text{ном}}^2}{P_{\text{ном}}^2},$$

где J — в $\text{кг} \cdot \text{м}^2$; $R_{\text{я}}$ — в Ом; $\omega_{\text{ном}}$ — в рад/с; $U_{\text{ном}}$ — в В; $I_{\text{яном}}$ — в А; $P_{\text{ном}}$ — в Вт.

Если в каталоге указан маховой момент двигателя GD^2 ($\text{кг} \cdot \text{м}^2$), то перейти от него к моменту инерции следует по формуле $J = GD^2/4$.

Постоянная времени $T_{\text{м}}$ может быть определена и через коэффициенты момента $c_{\text{м}} = M/I_{\text{я}}$ и ЭДС $c_{\text{е}} = E_{\text{я}}/\omega$ (как их часто обозначают в литературе): $T_{\text{м}} = J R_{\text{я}} / (c_{\text{м}} c_{\text{е}})$.

В зависимости от размерности вращающего момента и угловой скорости (частоты вращения) количественная связь между этими коэффициентами имеет вид:

Единица вращающего момента	Н·м	Н·м	кГм	кГм
Единица угловой скорости (частоты вращения) . .	рад/с	об/мин	рад/с	об/мин
Отношение $c_{\text{е}}/c_{\text{м}}$	1	0,1047	9,81	1,02

По паспортным данным коэффициент $c_{\text{е}} = (U_{\text{ном}} - I_{\text{яном}} R_{\text{я}}) / \omega_{\text{ном}}$. По известному $c_{\text{е}}$ находят $T_{\text{м}}$ и $k_{\text{дв}} = 1/c_{\text{е}}$.

Из сравнения выражений (3.6) и (3.9) для естественной и искусственной механических характеристик очевидно, что при введении $R_{\text{д}}$ в цепь якоря постоянные времени изменяются, причем электромагнитная постоянная времени цепи якоря $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / (R_{\text{я}} + R_{\text{д}})$ уменьшается, а электро-механическая постоянная времени $T_{\text{м}} = J (R_{\text{я}} + R_{\text{д}}) / k_{\text{дв}}^2$ возрастает.

Покажем, каким образом статическая характеристика приводимого механизма, т. е. зависимость $\omega = f(M_c)$, влияет на коэффициенты передаточной функции и даже на ее вид.

Решим уравнение механической характеристики (3.6), записанное в отклонениях, относительно вращающего момента двигателя:

$$\Delta M = \frac{k_{\text{эм}}}{R_{\text{я}}} \Delta U - \frac{k_{\text{эм}}^2}{R_{\text{я}}} \Delta \omega \quad (4.21)$$

и представим характеристику нагрузки в виде

$$\Delta M_c = \beta_c \Delta \omega, \quad (4.22)$$

где $\beta_c = \partial M_c / \partial \omega$ — жесткость статической характеристики механизма.

Подставим (4.21) и (4.22) в уравнение движения (4.4):

$$\frac{k_{\text{эм}}}{R_{\text{я}}} \Delta U - \frac{k_{\text{эм}}^2}{R_{\text{я}}} \Delta \omega - \beta_c \Delta \omega = J \frac{d\Delta \omega}{dt}.$$

Опуская для упрощения записи знак приращения Δ и переходя к изображениям переменных, получим

$$\frac{k_{\text{эм}}}{R_{\text{я}}} U(p) - \left(\frac{k_{\text{эм}}^2}{R_{\text{я}}} + \beta_c \right) \omega(p) = J p \omega(p),$$

откуда передаточная функция двигателя с учетом характеристики механизма

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{k_{\text{эм}}/R_{\text{я}}}{Jp + \beta},$$

где $\beta = k_{\text{эм}}^2/R_{\text{я}} + \beta_c$ — жесткость статической характеристики привода, равная алгебраической сумме жесткостей характеристик двигателя и механизма.

В зависимости от взаимного расположения характеристик механизма (кривые 1–3 на рис. 4.5, в) и двигателя (прямая 4) возможны три вида передаточных функций, описывающих динамику работы двигателя с механизмом и проиллюстрированных для точки А равновесного состояния привода, когда $M = M_c$:

1) $\beta > 0$ (кривая 1, соответствующая рис. 3.4, а), когда $W(p) = \frac{k_{\text{эм}}/(R_{\text{я}}\beta)}{(J/\beta)p + 1}$, т. е. двигатель с механизмом описывается инерционным звеном с постоянной времени $T = J/\beta$ и коэффициентом передачи $k_{\text{дв}} = k_{\text{эм}}/(R_{\text{я}}\beta)$;

2) $\beta = 0$ (кривая 2), когда $W(p) = \frac{k_{\text{эм}}/(R_{\text{я}}J)}{p}$, т. е. двигатель с механизмом является интегрирующим звеном;

3) $\beta < 0$ (кривая 3, соответствующая рис. 3.4, б), когда двигатель является неустойчивым инерционным звеном:

$$W(p) = \frac{k_{\text{эм}}/(R_{\text{я}}\beta)}{(J\beta)p - 1}.$$

§ 4.4. Управление двигателем со стороны возбуждения (полное управление)

Согласно (3.3) очевиден еще один возможный способ управления двигателем независимого возбуждения: изменение магнитного потока полюсов Φ путем изменения тока возбуждения I_b . Найдем выражение для регулировочных характеристик двигателя, т. е. зависимость $n = f(I_b)$ или $\omega = f(I_b)$. Как и в § 3.6, рассмотрим эти характеристики в относительных единицах.

Схема включения двигателя при полюсном управлении приведена на рис. 4.6. Обмотка возбуждения питается от усилителя управляющего сигнала. Чтобы ток якоря не достигал опасных с точки зрения нагрева значений (особенно при неподвижном якоре), последовательно с якорем включим балластный резистор R_b . (Заметим, что на практике ток якоря

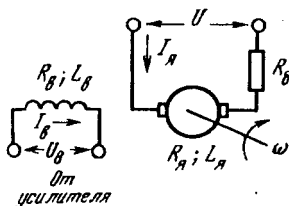


Рис. 4.6. Схема включения двигателя независимого возбуждения при полюсном управлении

ограничивают, питая цепь якоря от какого-либо управляемого преобразователя, как, например, рассмотрено в § 4.6.)

По второму закону Кирхгофа, для якорной цепи

$$U = E_a + I_a(R_a + R_b). \quad (4.23)$$

Разделив (4.23) на $U_{ном} = I_{п}R_a$, получим

$$\alpha = \varepsilon_a + j_a(1 + \rho), \quad (4.24)$$

где $\alpha = U/U_{ном}$ — относительное напряжение якорной цепи; $\varepsilon_a = E_a/U_{ном}$ — относительная ЭДС якоря; $j_a = I_a/I_{п}$ — относительный ток якоря; $\rho = R_b/R_a$ — относительное балластное сопротивление.

ЭДС якоря (1.2) можно представить как

$$E_a = c n \Phi \approx c' \omega I_b, \quad (4.25)$$

где I_b — ток возбуждения, пропорциональный магнитному потоку Φ , если не учитывать реакции якоря и считать магнитную цепь двигателя ненасыщенной.

Учтем, что при идеальном холостом ходе, когда $I_a = 0$, согласно (4.23) и (4.25)

$$U_{ном} = E_a = c' \omega_0 I_{бном}, \quad (4.26)$$

где ω_0 — угловая скорость при идеальном холостом ходе; $I_{бном}$ — номинальный ток возбуждения. После деления (4.25) на (4.26) представим E_a в относительных единицах:

$$\varepsilon_a = \frac{n}{n_0} \frac{I_b}{I_{бном}} = v j_b, \quad (4.27)$$

где $v = n/n_0 = \omega/\omega_0$ — относительная угловая скорость, $j_b = I_b/I_{\text{вном}}$ — относительный ток возбуждения.

Подставив (4.27) в (4.24), получим выражение для механической характеристики двигателя в относительных единицах:

$$v = \frac{\alpha - j_a(1 + \rho)}{j_b}. \quad (4.28)$$

Представим вращающий момент двигателя (3.2) в виде

$$M = kI_a\Phi \approx k'I_aI_b. \quad (4.29)$$

Разделив (4.29) на пусковой момент

$$M_n = k'I_nI_{\text{вном}},$$

получим (в относительных единицах)

$$m = j_a j_b \text{ или } j_a = m/j_b, \quad (4.30)$$

где $m = M/M_n$ — относительный вращающий момент.

Подставив (4.30) в (4.28), определим общее выражение для механической характеристики двигателя:

$$v = [\alpha j_b - m(1 + \rho)]/j_b^2. \quad (4.31)$$

Согласно (4.31) регулировочная характеристика при $\alpha = 1$, т. е. номинальном напряжении якорной цепи, $v = f(j_b)$.

Относительная угловая скорость $v = 0$ как при $j_{b0} = m(1 + \rho)$, так и при $j_{b0} = \infty$, т. е. (4.31) имеет экстремум. Исследуем функцию (4.31) на экстремум, приравняв нулю производную: $\partial v/\partial j_b = \{j_b^2 - 2j_b[j_b - m(1 + \rho)]\}/j_b^4 = 0$.

Приравняв нулю числитель производной $j_b[2m(1 + \rho) - j_b] = 0$, найдем, что (4.31) имеет экстремум при $j_b = 0$ и при

$$j_{bm} = 2m(1 + \rho). \quad (4.32)$$

Подставив (4.32) в (4.31), получим (рис. 4.7, а)

$$v_{\max} = \frac{2m(1 + \rho) - m(1 + \rho)}{4m^2(1 + \rho)^2} = \frac{1}{4m(1 + \rho)}.$$

Задаваясь $j_b = 0,1; 0,2; \dots; 1,0$ и $m(1 + \rho) = 0,1; 0,2; \dots; 0,5$, можно построить семейство кривых $v = f(j_b)$ при $m(1 + \rho) = \text{const}$ (рис. 4.7, б). Из кривых видно, что регулирование возможно как на участке ab (при $j_b < j_{bm}$), так и на участке bc (при $j_b > j_{bm}$). Регулирование на участке bc применяют при $m(1 + \rho) < 0,25$ для увеличения угловой скорости выше скорости ω_0 , т. е. $v > 1$, где якорное управление невозможно. Регулирование скорости на этом участке «вниз» от ω_0 , т. е. $v < 1$, нерационально, так как для остановки двигателя потребовался бы ток возбуждения $j_b \rightarrow \infty$.

На участке ab угловая скорость резко изменяется при изменении нагрузочного момента и может [при малых $m(1 + \rho)$] в несколько раз превысить номинальную, что опасно с точки зрения механической прочности якоря.

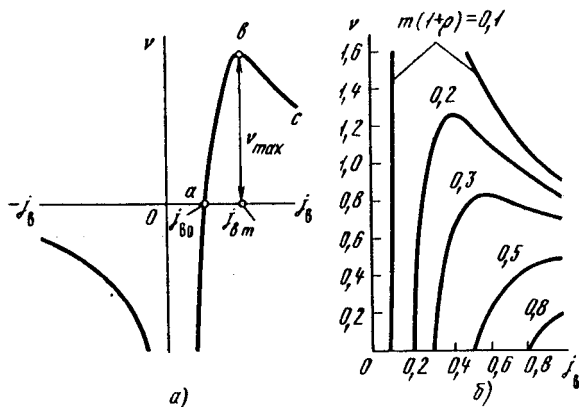


Рис. 4.7. Регулировочные характеристики при полюсном управлении

§ 4.5. Передаточная функция двигателя при полюсном управлении

Найдем дифференциальное уравнение, описывающее переходный процесс в двигателе независимого возбуждения при управлении возбуждением. Будем полагать, что напряжение U , подведенное к якорной цепи, остается неизменным.

Уравнение движения вала двигателя, как и при якорном управлении, имеет вид (4.4). Подставляя в это выражение момент двигателя из (4.29), получим

$$k'I_{\pi}I_{\text{в}} - M_{\text{с}} = Jd\omega/dt. \quad (4.33)$$

В переходном процессе, происходящем при изменении напряжения $U_{\text{в}}$, будет изменяться как ток возбуждения, так и ток якоря. Изменения последнего будут происходить вследствие того, что при изменении тока $I_{\text{в}}$ и угловой скорости ω изменяется противо-ЭДС якоря. Поэтому даже при отсутствии насыщения, т. е. линейной зависимости $\Phi(I_{\text{в}})$, уравнение (4.33) является нелинейным, так как в него входит произведение переменных $I_{\pi}I_{\text{в}}$. Воспользовавшись приемами линеаризации, выведем уравнение в отклонениях. При этом момент сопротивления будем считать неизменным.

Допустим, что в установившемся режиме ток возбуждения имел значение $I_{\text{в}0}$, ток якоря — $I_{\text{я}0}$, угловая скорость — ω_0 (не путать со скоростью идеального холостого хода, имеющую такое же обозначение). Предположим, что напряжение возбуждения $U_{\text{в}}$ изменилось на малое значение $\Delta u_{\text{в}}$, в результате чего ток возбуждения изменился на $\Delta i_{\text{в}}$, а ток якоря — на $\Delta i_{\text{я}}$. Уравнение (4.33) при этом запишется как

$$k'(I_{\text{я}0} + \Delta i_{\text{я}})(I_{\text{в}0} + \Delta i_{\text{в}}) - M_{\text{с}} = J \frac{d}{dt} (\omega_0 + \Delta \omega)$$

или, раскрывая скобки и учитывая, что $\omega_0 = \text{const}$, как

$$k'I_{\pi 0}I_{\pi 0} + k'I_{\pi 0}\Delta i_{\pi} + k'I_{\pi 0}\Delta i_{\pi} + k'\Delta i_{\pi}\Delta i_{\pi} - M_c = J \frac{d\Delta\omega}{dt}. \quad (4.34)$$

Вычитая из (4.34) уравнение установившегося режима $k'I_{\pi 0}I_{\pi 0} - M_c = 0$ и пренебрегая слагаемым второго порядка малости ($k'\Delta i_{\pi}\Delta i_{\pi}$), получим уравнение движения в отклонениях:

$$k'I_{\pi 0}\Delta i_{\pi} + k'I_{\pi 0}\Delta i_{\pi} = J \frac{d\Delta\omega}{dt}. \quad (4.35)$$

Свяжем приращения Δi_{π} и Δi_{π} с приращением напряжения возбуждения Δu_{π} . При постоянном напряжении на якоре изменение тока якоря за счет изменения противо-ЭДС (4.25) определяют следующим образом:

$$L_{\pi} \frac{d\Delta i_{\pi}}{dt} + R_{\pi}\Delta i_{\pi} = -(c'I_{\pi 0}\Delta\omega + c'\omega_0\Delta i_{\pi}). \quad (4.36)$$

Изменение Δi_{π} происходит под действием Δu_{π} и связано с ним так:

$$L_{\pi} \frac{d\Delta i_{\pi}}{dt} + R_{\pi}\Delta i_{\pi} = \Delta u_{\pi}, \quad (4.37)$$

где L_{π} и R_{π} — индуктивность и активное сопротивление цепи возбуждения, включая усилитель.

Исключая из (4.35), (4.36) и (4.37) Δi_{π} и Δi_{π} , получим

$$JL_{\pi}L_{\pi} \frac{d^3\Delta\omega}{dt^3} + J(L_{\pi} + L_{\pi}) \frac{d^2\Delta\omega}{dt^2} + JR_{\pi}R_{\pi} \frac{d\Delta\omega}{dt} + k'c'I_{\pi 0}^2L_{\pi} \frac{d\Delta\omega}{dt} +$$

$$+ k'c'I_{\pi 0}^2R_{\pi}\Delta\omega = k'I_{\pi 0}L_{\pi} \frac{d\Delta u_{\pi}}{dt} + k'I_{\pi 0}R_{\pi}\Delta u_{\pi} - k'c'I_{\pi 0}\omega_0\Delta u_{\pi}.$$

Пусть $L_{\pi}/R_{\pi} = T_{\pi}$; $L_{\pi}/R_{\pi} = T_{\pi}$ — электромагнитные постоянные времени цепей возбуждения и якоря; $(JR_{\pi})/(k'c'I_{\pi 0}^2) = T_M$ — электромеханическая постоянная времени; $(R_{\pi}I_{\pi 0})/(R_{\pi}c'I_{\pi 0}^2) = k_{\pi\pi}$ — коэффициент передачи двигателя.

Тогда дифференциальное уравнение в отклонениях, описывающее переходный процесс в двигателе при управлении со стороны обмотки возбуждения, примет вид

$$T_M T_{\pi} T_{\pi} \frac{d^3\Delta\omega}{dt^3} + T_M (T_{\pi} + T_{\pi}) \frac{d^2\Delta\omega}{dt^2} + (T_M + T_{\pi}) \frac{d\Delta\omega}{dt} + \Delta\omega =$$

$$= k_{\pi\pi} T_{\pi} \frac{d\Delta u_{\pi}}{dt} + \left(k_{\pi\pi} - \frac{\omega_0}{I_{\pi 0}R_{\pi}} \right) \Delta u_{\pi}. \quad (4.38)$$

Переходя в (4.38) к изображениям, получим передаточную функцию двигателя при полюсном управлении

$$W(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U_{\pi}(p)} = \frac{k_{\pi\pi} T_{\pi} p \left(k_{\pi\pi} - \frac{\omega_0}{I_{\pi 0}R_{\pi}} \right)}{T_M T_{\pi} T_{\pi} p^3 + T_M (T_{\pi} + T_{\pi}) p^2 + (T_M + T_{\pi}) p + 1}. \quad (4.39)$$

Сравнение вида передаточных функций при якорном (4.12) и полюсном (4.39) управлении показывает, что в последнем случае процесс управления протекает более сложно. Это объясняется тем, что при полюсном управлении приходится учитывать не только механический переходный процесс, но и электрические переходные процессы в цепях якоря и возбуждения. Кроме того, обращает на себя внимание и то обстоятельство, что значения электромеханической постоянной времени и коэффициента передачи двигателя при полюсном управлении в отличие от якорного не остаются неизменными, а зависят от установившихся значений токов $I_{я0}$ и $I_{в0}$. Следовательно, они зависят от значений момента сопротивления и угловой скорости, определяющих узкую область, внутри которой происходит процесс регулирования. Этот вывод соответствует виду зависимостей $v = f(j_a)$ на рис. 4.7, а, б, имеющих ярко выраженный нелинейный характер.

Если можно пренебречь электрическими переходными процессами, т. е. принять $T_a = T_b = 0$, то передаточная функция (4.39) примет вид, совпадающий с передаточной функцией (4.17) при якорном управлении:

$$W(p) = k_{дв} / (T_m p + 1), \quad (4.40)$$

где $k_{дв} = \frac{R_a}{R_b} \cdot \frac{I_{я0}}{c'I_{в0}^2} - \frac{\omega_0}{I_{в0}R_b} = \frac{R_a I_{я0} - \omega_0 c' I_{в0}}{R_b c' I_{в0}^2}$. Заметим, что, несмотря на одинаковый вид передаточных функций (4.17) и (4.40), параметры T_m и $k_{дв}$ в них имеют разные значения и определяются различными выражениями. В (4.40) их значения зависят от точки характеристики $v = f(j_b)$, для которой они вычисляются.

§ 4.6. Управление двигателем в системе генератор—двигатель

Как указывалось в § 2.6, генератор независимого возбуждения применяют в качестве усилителя для управления двигателями постоянного тока в системе Г—Д. Генератор вращается с постоянной частотой с помощью первичного двигателя, в качестве которого в промышленных установках используют трехфазный асинхронный двигатель переменного тока, а в бортовых системах, где основным источником электроэнергии является сеть постоянного тока,—двигатель постоянного тока смешанного возбуждения. Так как частота вращения генератора постоянна, ЭДС, наводящаяся в его якоре (2.19), является функцией лишь потока Φ или тока управления (возбуждения) I_y : $E_r = c n \Phi = c n c_1 I_y \approx c' \omega I_y$.

Нагрузкой генератора (рис. 4.8, а) является якорь двигателя постоянного тока независимого возбуждения. При изменении тока I_y соответствующим образом меняется E_r , осуществляя якорное управление двигателем. Система позволяет осуществлять реверс двигателя путем изменения полярности тока I_y , а следовательно, и полярности ЭДС E_r .

Механические характеристики системы по аналогии с (3.3) и (3.9) описываются выражением

$$\omega = \frac{E_r}{k \Phi_{дв}} - \frac{R_{ядв} + R_{я1}}{k^2 \Phi_{дв}^2} M, \quad (4.41)$$

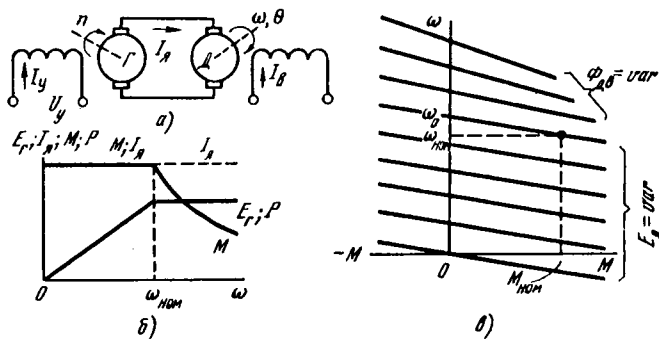


Рис. 4.8. Система Г—Д (а) и ее механические (б) и энергетические (в) характеристики

где $R_{ядв}$, $R_{яг}$ —активные сопротивления обмоток якорей двигателя и генератора; $\Phi_{дв}$ —магнитный поток двигателя.

Если при неизменном потоке $\Phi_{дв}$, равном номинальному значению, изменять ЭДС E_g от нуля до значения, равного номинальному напряжению двигателя, то угловая скорость двигателя на холостом ходу ($M_c = 0$) изменяется от нуля до скорости идеального холостого хода ω_0 , а при $M_c = M_{ном}$ —до номинального значения $\omega_{ном}$. Этот диапазон регулирования угловой скорости, соответствующий якорному управлению, называют *первой зоной управления*.

Механические характеристики системы Г—Д (рис. 4,8,в)—прямолинейны, но их угол наклона примерно в два раза больше, чем угол наклона характеристики собственно двигателя на рис. 4.4,б. Такое снижение жесткости характеристики системы Г—Д объясняется тем, что у генератора мощностью, примерно равной мощности двигателя, $R_{яг} \approx R_{ядв}$, поэтому падение напряжения от тока I_a , соответствующее второму слагаемому правой части (4.41), примерно вдвое больше, чем у двигателя.

Наряду с якорным управлением в системе Г—Д используют полюсное управление. В этом случае при неизменной ЭДС E_g уменьшают магнитный поток двигателя $\Phi_{дв}$, вводя, например, добавочный резистор в цепь его обмотки возбуждения. Этот способ позволяет регулировать угловую скорость «вверх» от $\omega_{ном}$. Жесткость механических характеристик в этом диапазоне регулирования падает по мере уменьшения $\Phi_{дв}$, так как возрастает влияние второго слагаемого правой части (4.41). Этот диапазон регулирования угловой скорости называют *второй зоной управления*.

Рассмотрим, как изменяются допустимые мощность и вращающий момент, развиваемые двигателем в *двухзонной* системе управления.

Так как нагрев якорей генератора и двигателя определяется током I_a , то, чтобы система не перегревалась, этот ток не должен превышать допустимого значения. Пусть ток якорной цепи равен номинальному значению при любой угловой скорости. Тогда при якорном управлении (первая зона), когда $\Phi_{дв} = \text{const}$, вращающий момент двигателя согласно (4.29) $M_{ном} = k\Phi_{дв}I_{яном} = \text{const}$ и, следовательно, двигатель может пре-

одолевать момент сопротивления нагрузки, равный своему номинальному моменту. При этом мощность двигателя $P = M_{\text{ном}} \omega$ пропорциональна угловой скорости ω .

При полюсном управлении (вторая зона), считая по-прежнему $I_{\text{ном}} = \text{const}$, уменьшение потока $\Phi_{\text{дв}}$ вызовет соответствующее уменьшение допустимого момента двигателя, а значит и нагрузки. Если пренебречь падением напряжения в якорной цепи, то $E_{\text{дв}} \approx E_{\text{г}} = \text{const}$, а следовательно, поток $\Phi_{\text{дв}}$ для увеличения ω должен снижаться по гиперболическому закону: $\Phi_{\text{дв}} = E_{\text{дв}} / (k\omega)$. Так же изменяется и допустимый момент, а мощность P при этом остается неизменной.

На рис. 4.8,б показаны изменения $E_{\text{г}}$, $I_{\text{я}}$, M и P в функции ω при двухзонном управлении.

Если система Г-Д служит для управления угловой скоростью двигателя, особенно в разомкнутой системе регулирования без тахогенератора обратной связи (см. рис. 2.20), то, чтобы сделать угловую скорость менее зависящей от момента сопротивления нагрузки, следует повысить жесткость механических характеристик. Значительное увеличение жесткости удастся получить в схеме рис. 4.9 с обратными связями: а) по току, осуществляемой с помощью резистора R_1 ; б) по напряжению, осуществляемой с помощью делителя $R_1 R_2$.

Допустим, что сопротивление обмотки управления генератора R_y достаточно велико, поэтому током I_y по сравнению с токами $I_{\text{я}}$ и I можно пренебречь. При этом напряжение между точками а и б $U_{ab} = R_2 I - I_{\text{я}} R_1$, где $I = U_{\text{дв}} / (R_1 + R_2)$; $I_{\text{я}} = (U_{\text{дв}} - E_{\text{дв}}) / (R_{\text{ядв}} + R_1)$. Подставив оба значения тока в выражение для U_{ab} , после преобразований получим

$$U_{ab} = \frac{R_2 R_{\text{ядв}} - R_1 R_1}{(R_1 + R_2)(R_{\text{ядв}} + R_1)} U_{\text{дв}} + \frac{R_1}{R_{\text{ядв}} + R_1} E_{\text{дв}}.$$

Если подобрать сопротивления делителя и резистора R_1 так, чтобы выполнялось равенство $R_2 R_{\text{ядв}} - R_1 R_1 = 0$, то $U_{ab} = \frac{R_1}{R_{\text{ядв}} + R_1} E_{\text{дв}}$, т. е. напряжение U_{ab} пропорционально ЭДС двигателя и, следовательно, пропорционально угловой скорости. Это напряжение действует навстречу напряжению U_y , поэтому ток на входе усилителя $I_y = (U_y - U_{ab}) / R_y$.

Таким образом, при отклонении угловой скорости от заданного значения происходит такое изменение тока I_y , а следовательно, и ЭДС генератора, которое стремится возратить угловую скорость к заданному значению.

Если напряжение $U_{ab} = -R_1 I_{\text{я}} + \beta U_{\text{дв}}$, где $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$, то

$$I_y = (U_y + R_1 I_{\text{я}} - \beta U_{\text{дв}}) / R_y. \quad (4.42)$$

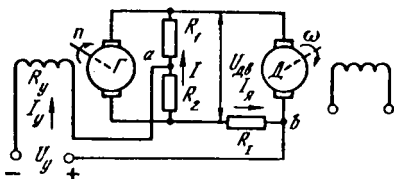


Рис. 4.9. Система Г-Д с обратными связями

Знаки «+» и «-» в (4.42) показывают, что схема рис. 4.9 осуществляет положительную обратную связь по току якоря и отрицательную — по напряжению на якоре двигателя, что и приводит к увеличению жесткости механических характеристик.

Рассмотренная схема с обратной связью по току якоря, пропорциональному моменту M_c , т. е. возмущению, представляет собой пример осуществления системы автоматического регулирования по *компенсационному принципу*. Этот принцип (сравните с принципом работы по отклонению, данным во «Введении») заключается в том, что возмущение воздействует на систему регулирования так, чтобы компенсировать свое влияние на регулируемую величину (в данном случае — угловую скорость).

Проиллюстрируем влияние обратных связей на механическую характеристику системы Г-Д. Подставим в выражение ЭДС генератора (2.19) значение тока I_y из (4.42):

$$E_r = cnc_l I_y = c_e \frac{U_y + R_l I_y - \beta(E_r - R_{яг} I_y)}{R_y}, \quad (4.43)$$

где $c_e = cnc_l$; $U_{дв} = E_r - R_{яг} I_y$.

Найдем из (4.43) ЭДС генератора

$$E_r = \frac{U_y c_e + c_e(R_l + \beta R_{яг}) I_y}{R_y + \beta c_e}.$$

При $I_y = M/k_{эм}$

$$E_r = \frac{U_y c_e + c_e(R_l + \beta R_{яг}) M/k_{эм}}{R_y + \beta c_e}. \quad (4.44)$$

Подставив (4.44) в (4.41), получим уравнение механической характеристики системы Г-Д с обратными связями:

$$\omega = \frac{U_y c_e}{k\Phi_{дв}(R_y + \beta c_e)} - \left[\frac{R_{ядв} + R_{яг}}{k^2 \Phi_{дв}^2} - \frac{(R_l + \beta R_{яг}) c_e}{k_{эм} k\Phi_{дв}(R_y + \beta c_e)} \right] M. \quad (4.45)$$

Сравнивая (4.45) с (4.41), видим, что второе слагаемое в квадратных скобках уменьшает влияние падения напряжения в якорной цепи на жесткость механической характеристики. Отрицательный знак как у параметра R_l , характеризующего положительную связь по току (т. е. по возмущающему моменту), так и у параметра $\beta R_{яг}$, характеризующего отрицательную связь по напряжению (т. е. по регулируемой угловой скорости), показывает согласованность их влияния на жесткость механической характеристики. При соответствующем подборе параметров обратных связей выражение в квадратных скобках сводят к нулю, добиваясь тем самым независимости угловой скорости, пропорциональной напряжению U_y , от нагрузочного момента.

Рассмотренная система Г-Д является простейшей, но полученные при этом выводы применимы и к более сложным системам, схемы которых были приведены, например, на рис. 2.20 и 2.21.

§ 4.7. Дифференциальные уравнения переходных процессов и передаточные функции системы генератор–двигатель

В системе Г–Д прежде всего необходимо установить связь между угловой скоростью двигателя и напряжением, подаваемым на обмотку управления генератора. Зависимость, например, тока в якорной цепи от времени менее важна, поэтому ограничимся выводом дифференциального уравнения, связывающего изменения во времени U_y и ω для системы Г–Д, изображенной на рис. 4.8, а.

Исходными дифференциальными уравнениями являются: для генератора – уравнение (2.21), для двигателя – уравнение (4.6), в котором напряжение U заменено на ЭДС e_r генератора. Следовательно,

$$e_r = k_{эм} T_M T_y \frac{d^2 \omega}{dt^2} + k_{эм} T_M \frac{d\omega}{dt} + k_{эм} \omega. \quad (4.46)$$

Продифференцировав (4.46), определим производную

$$\frac{de_r}{dt} = k_{эм} T_M T_y \frac{d^3 \omega}{dt^3} + k_{эм} T_M \frac{d^2 \omega}{dt^2} + k_{эм} \frac{d\omega}{dt}. \quad (4.47)$$

Подставив (4.46) и (4.47) в исходное уравнение для генератора, после группировки однородных членов получим искомое дифференциальное уравнение

$$T_y T_M T_y \frac{d^3 \omega}{dt^3} + T_M (T_y + T_y) \frac{d^2 \omega}{dt^2} + (T_y + T_M) \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{k_U}{k_{эм}} U_y. \quad (4.48)$$

Необходимо обратить внимание на то, что выражения для постоянных времени T_y и T_M в системе Г–Д отличаются от (4.14) и (4.15) и имеют вид

$$T_y = (L_{яг} + L_{ядв}) / (R_{яг} + R_{ядв}); \quad T_M = J (R_{яг} + R_{ядв}) / k_{эм}^2, \quad (4.49)$$

причем если T_y одинакова для обоих случаев (у машин, близких по мощности, какими являются генератор и двигатель, $L_{яг} \approx L_{ядв}$; $R_{яг} \approx R_{ядв}$), то T_M системы увеличивается примерно вдвое по сравнению с T_M двигателя при включении его в сеть неограниченной мощности, как рассмотрено в § 4.3.

Переходя от (4.48) к изображениям, можно получить передаточную функцию системы Г–Д, как это делалось в предыдущих параграфах. Однако проще и целесообразнее использовать известное в теории автоматического управления правило перемножения передаточных функций звеньев, каковыми являются генератор и двигатель, при их последовательном соединении. Перемножая передаточные функции (2.23) и (4.12), соответствующие уравнениям (2.21) и (4.45), получим передаточную функцию системы:

$$W(p) = \frac{E_r(p)}{U_y(p)} \frac{\omega(p)}{E_r(p)} = \frac{\omega(p)}{U_y(p)} = \frac{k_U k_{лв}}{(T_y p + 1)(T_y T_M p^2 + T_M p + 1)}, \quad (4.50)$$

где T_y и T_M определяют по (4.49).

В общем случае параметры k_U , $k_{дв}$, T_y , T_α и T_m не являются неизменными для одних и тех же машин, составляющих систему Г–Д, а зависят от установившегося значения угловой скорости. Если при некотором ее значении сказывается, например, насыщение магнитной цепи генератора или момент сопротивления нельзя считать постоянным, или механические характеристики двигателя нелинейны, необходимо использовать передаточные функции для отклонений и определять параметры так, как показано в § 2.10, 2.11 и 4.3.

Передаточная функция (4.50) справедлива для диапазона скоростей от 0 до $\omega_{ном}$, т. е. в первой зоне управления. При регулировании угловой скорости выше $\omega_{ном}$, т. е. во второй зоне, дифференциальное уравнение системы Г–Д совпадает с (4.38), а передаточная функция с (4.39) при $I_\alpha = \text{const}$.

Если система Г–Д является силовой частью следящей системы, изображенной на рис. 2.21, где регулируемой величиной является угол поворота вала двигателя θ , то с учетом (4.18) передаточная функция системы Г–Д

$$W(p) = \frac{E_r(p)}{U_y(p)} \frac{\theta(p)}{E_r(p)} = \frac{\theta(p)}{U_y(p)} = \frac{k_U k_{дв}}{p(T_y p + 1)(T_\alpha p + 1)(T_m p + 1)}, \quad (4.51)$$

причем определение параметров системы в случае линеаризации характеристик звеньев должны производиться для их начальных участков, т. е. при $E_r \approx 0$; $\omega \approx 0$.

§ 4.8. Управление двигателем в системах с ЭМУ и их передаточные функции

В системах управления двигателями большой мощности ЭМУ применяют для управления возбуждением генератора в системе Г–Д (см. рис. 2.20). Покажем на примере этой системы влияние отрицательной обратной связи по угловой скорости, получаемой с помощью тахогенератора, на жесткость механических характеристик.

Предположим, что обмотки управления OY_1 и OY_2 имеют одинаковое число витков и сопротивления, поэтому достаточно рассмотреть только соотношение между напряжениями, приложенными к ним. Напряжение U_2 , приложенное к обмотке OY_2 , равно напряжению тахогенератора, коэффициент передачи которого $k_{тг}$ определяют так же, как и в выражении (2.15): $k_{тг} = U_2/\omega$. Тогда на вход ЭМУ поступает напряжение $U_y = U_1 - U_2$.

Если k_U – коэффициент усиления по напряжению ЭМУ в выражении (2.53), то ток управления в обмотке OBY , сопротивление которой R_y ,

$$I_y = (k_U/R_y) U_y = (k_U/R_y)(U_1 - k_{тг}\omega). \quad (4.52)$$

Подставив (4.52) в уравнение генератора (2.19), получим аналогично (4.43)

$$E_r = c_e I_y = \frac{c_e k_U}{R_y} (U_1 - k_{тг}\omega). \quad (4.53)$$

Заменяв E_r в (4.41) в соответствии с (4.53), после преобразований приведем уравнение механической характеристики к виду

$$\omega = \frac{c_e k_U}{R_{yk} \Phi_{дв} \left(1 + \frac{c_e k_U k_{тг}}{R_{yk} \Phi_{дв}} \right)} U_1 - \frac{R_{ядв} + R_{яг}}{k^2 \Phi_{дв}^2 \left(1 + \frac{c_e k_U k_{тг}}{R_{yk} \Phi_{дв}} \right)} M. \quad (4.54)$$

При $\frac{c_e k_U k_{тг}}{R_{yk} \Phi_{дв}} \gg 1$ можно пренебречь единицей в первом слагаемом правой части, в результате чего выражение (4.54) примет вид

$$\omega \approx \frac{U_1}{k_{тг}} - \frac{R_{ядв} + R_{яг}}{k^2 \Phi_{дв}^2 \left(1 + \frac{c_e k_U k_{тг}}{R_{yk} \Phi_{дв}} \right)} M. \quad (4.55)$$

Сравнивая (4.55) с (4.41), видим, что в системе Г-Д с тахогенератором и ЭМУ при достаточно больших коэффициентах передачи генератора c_e , электромашинного усилителя k_U и тахогенератора $k_{тг}$ влияние сопротивления якорной цепи $R_{ядв} + R_{яг}$ может быть настолько уменьшено, что угловая скорость двигателя ω будет определяться только задающим напряжением U_1 и коэффициентом передачи тахогенератора $k_{тг}$.

Передаточная функция силовой части системы Г-Д с предварительным ЭМУ состоит из выражения (4.50), дополненного передаточной функцией ЭМУ вида (2.53) или (2.55) в зависимости от желаемой точности анализа. При этом в случае работы машин на нелинейных участках характеристик следует определять их параметры с учетом этих нелинейностей.

Если ЭМУ работает непосредственно на двигатель (см. рис. 2.21), то передаточная функция силовой части системы представляет собой произведение передаточных функций ЭМУ и двигателя, подобно (4.50), например (2.53) и (4.16) или (2.55) и (4.16):

$$W(p) = W_{ЭМУ}(p) W_{дв}(p) = \frac{k_U k_{дв}}{(T_{yp} + 1)(T_{qp} + 1)(T_{mp} + 1)(T_{rp} + 1)}. \quad (4.56)$$

В системах ЭМУ-Д большое влияние на параметры оказывает степень компенсации ЭМУ с поперечным полем. Определим это влияние на постоянную времени двигателя T_m .

Как указывалось в § 2.8, ЭМУ, как правило, настраивают на небольшую недокомпенсацию (рис. 4.10). Тогда понижение напряжения на выходе ЭМУ ΔU эквивалентно падению напряжения на некотором сопротивлении $R_{эк}$, аналогичном внутреннему сопротивлению источника ЭДС

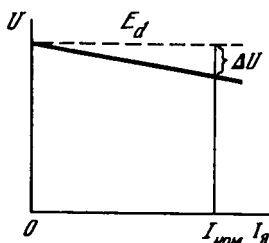


Рис. 4.10. К учету влияния степени недокомпенсации ЭМУ на параметры системы ЭМУ - Д

E_d : $R_{\text{эк}} = \Delta U / I_{\text{ном}}$, где $I_{\text{ном}}$ — номинальный ток якоря двигателя, на который нагружен ЭМУ. Обычно недокомпенсацию устанавливают такой, что $\Delta U = \beta U_{\text{ном}}$, где $\beta = 0,15 \div 0,2$; $U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение на якоре двигателя. При этом электромеханическая постоянная времени $T_m = J(R_{\text{я.дв}} + R_{\text{эк}}) / k_{\text{эм}}^2$; сравнивая которую с (4.15), видим, что в системе ЭМУ — Д она может быть значительно больше, чем при питании двигателя от сети неограниченной мощности.

§ 4.9. Управляемые выпрямители

В современной электротехнике широко применяются вентильные преобразователи: выпрямители, инверторы, преобразователи частоты. Рассматриваемые в этом разделе управляемые вентильные преобразователи чаще всего используются для якорного управления двигателем независимого возбуждения и являются управляемыми выпрямителями. Источником энергии является сеть переменного тока. Принцип управления состоит в том, что в положительный полупериод вентиль подобно ключу открывается и подает напряжение к якору лишь часть этого полупериода. Напряжение и ток на выходе такого преобразователя содержат постоянные и переменные составляющие. Для анализа работы двигателя постоянного тока необходимо найти постоянные составляющие напряжения и тока преобразователя, определяемые как средние значения этих величин за период изменения напряжения сети. Изменяя момент (фазу) открытия вентиля, меняют среднее значение напряжения на якоре и, таким образом, управляют двигателем.

В качестве вентиля, момент отпирания которых можно изменять, в прежних разработках использовались тиратроны, игнитроны и ртутные выпрямители. В последние годы для этой цели применяют управляемые вентили — тиристоры.

Существует большое число различных схем управляемых выпрямителей. По принципу действия и построения они могут быть разделены на две группы: *однополупериодные* (схемы с нулевым проводом), в которых используют только одну полувольту напряжения сети, и *двухполупериодные* (мостовые схемы), где используют обе полувольты переменного напряжения сети.

Работу простейшей однополупериодной схемы иллюстрирует рис. 4.11, а. К источнику синусоидального напряжения сети $U \sim$ с амплитудой U_m подключены нагрузка R и тиристор T , который открывается в момент времени, определяемый углом отпирания α , подачей на управляющий электрод УЭ импульса напряжения от схемы управления.

В интервал $\alpha - 180^\circ$ к нагрузке подводится напряжение

$$u = U_m \sin \omega t. \quad (4.57)$$

Так как нагрузка — резистивная, кривая тока (рис. 4.11, в) повторяет кривую напряжения (рис. 4.11, б). В момент времени $\omega t = 180^\circ$ ток уменьшается до нуля и тиристор закрывается. Этот процесс повторяется каждый положительный полупериод (в отрицательный полупериод тиристор заперт напряжением сети).

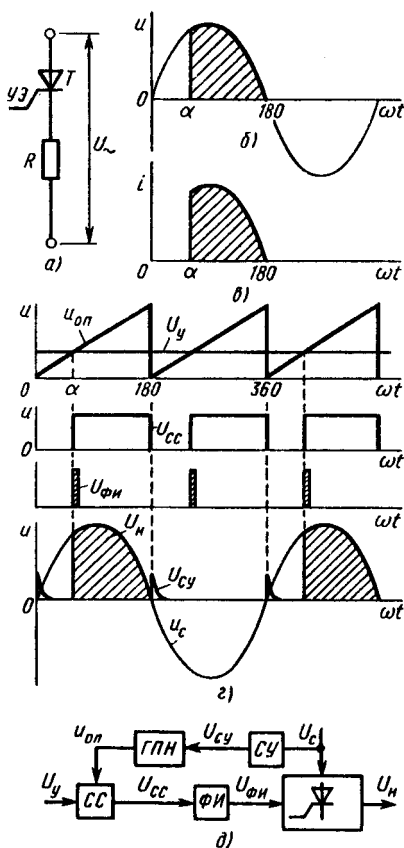


Рис. 4.11. Схема простейшего однополупериодного управляемого выпрямителя и кривые, поясняющие его работу

приведена на рис. 4.11, д. Опорное напряжение, вырабатываемое генератором пилообразного напряжения ГПН и синхронизированное с напряжением сети с помощью синхронизирующего устройства СУ, подается на схему сравнения СС, на которую одновременно поступает и напряжение сигнала управления U_y . Сигнал со схемы сравнения поступает на формирователь импульсов ФИ, откуда в виде мощного, обладающего крутым фронтом и регулируемого по фазе импульса $U_{\text{фн}}$ подается на управляющий электрод.

Интегрируя (4.57) на интервале $\alpha - \pi$, определим среднее за период значение напряжения на нагрузке:

$$U_{\text{cp}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (4.58)$$

Управление тиристором желательно осуществлять импульсом возможно меньшей длительности (так как ее увеличение связано с возрастанием мощности схемы управления), но несколько превышающей время включения тиристора, т. е. время перехода его из запертого состояния в открытое. Необходимо также обеспечить достаточно крутой передний фронт управляющего импульса, что уменьшит потери мощности в тиристоре при включении, а следовательно, его нагрев.

Рассмотренный фазовый метод управления может быть реализован с помощью фазосдвигающих способов, одним из которых является «вертикальный» способ управления, основанный на сравнении опорного напряжения $u_{\text{оп}}$ (обычно пилообразной формы) и постоянного напряжения сигнала управления U_y (рис. 4.11, з). Равенство мгновенных значений этих напряжений определяет фазу α , при которой схема вырабатывает импульс, затем усиливаемый и подаваемый на управляющий электрод тиристора. Изменение фазы α управляющего импульса достигается изменением уровня напряжения сигнала управления U_y . Структурная схема управления

На рис. 4.12 штриховой линией изображена функция (4.58) в долях наибольшего среднего значения напряжения на нагрузке $U_{cp\ max} = U_m/\pi$, соответствующего $\alpha = 0$.

Процессы в выпрямителе усложняются, если нагрузка имеет активно-индуктивный характер, что имеет место при управлении двигателем за счет L_π . На рис. 4.13 показаны процессы, протекающие в подобных цепях. Графики относятся в равной степени как к схеме двухфазного однополупериодного (рис. 4.13, а), так и к схеме однофазного мостового (рис. 4.13, б) управляемых выпрямителей. Обозначения напряжений и токов на рис. 4.13, в-е соответствуют рис. 4.13, а. Отпирание тиристоров осуществляют, как и в простейшей схеме рис. 4.11, а, в положительный полупериод напряжения вторичной обмотки трансформатора u_1 или u_2 путем подачи на управляющие электроды отпирающих импульсов в момент времени α для тиристора T_1 и в момент времени $\alpha + 180^\circ$ для тиристора T_2 (рис. 4.13, а). В отличие от рис. 4.11, в ток нарастает не скачком, а плавно за счет индуктивности нагрузки L (рис. 4.13, з). Причем, когда напряжение питающей тиристор фазы проходит через нуль, ток не прекращается, а под действием ЭДС самоиндукции, создаваемой индуктивностью L , продолжает протекать еще некоторое время, преодолевая отрицательное напряжение питающей фазы. Тиристор закрывается лишь в момент времени β , когда ток, протекающий через него, достигнет нуля. На рис. 4.13, в пунктиром показано падение напряжения на L .

Рис. 4.13. Схемы двухфазного однополупериодного (а) и однофазного мостового (б) управляемых выпрямителей с активно-индуктивной нагрузкой и кривые (в-е), поясняющие их работу

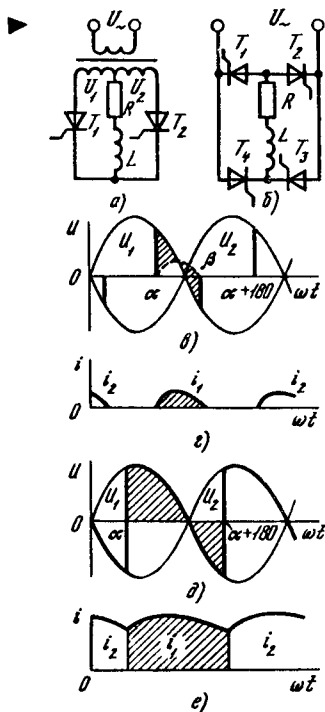
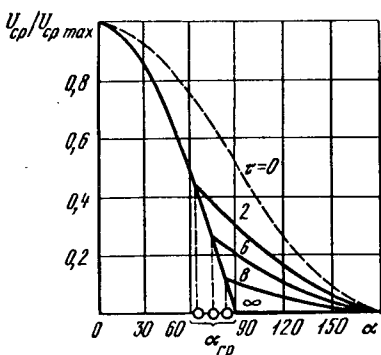


Рис. 4.12. Зависимость выходного напряжения управляемого выпрямителя, выполненного по схеме рис. 4.11, от угла отпирания



Момент времени β может быть определен по равенству заштрихованных площадок, пропорциональных средним значениям ЭДС самоиндукции, наводимых в L при нарастании и спаде тока до нуля. В результате, как и при чисто резистивной нагрузке, на участке $\beta - (\alpha + 180^\circ)$ происходит разрыв (прерывание) тока в цепи.

Таким образом, при наличии индуктивности в нагрузке кривая выпрямленного напряжения может иметь наряду с положительными и отрицательные участки, поэтому среднее значение напряжения на нагрузке, учитывая двухфазность схемы,

$$U_{cp} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{U_m}{\pi} (\cos \alpha - \cos \beta).$$

Из рис. 4.12, характеристики которого относятся не только к схеме рис. 4.11, а, но и к схемам рис. 4.13, а, б, видно, что это напряжение является функцией как угла отпирания вентилей α , так и относительной постоянной времени цепи нагрузки, определяемой как $\tau = \omega L/R$. Заметим, что для схем рис. 4.13 $U_{cp \max} = 2U_m/\pi$, т. е. в два раза больше, чем для схемы рис. 4.11, а.

По мере уменьшения α угол β увеличивается и интервал проводимости одного тиристора может перекрыть момент отпирания другого тиристора. Поэтому при отпирании тиристора T_2 (рис. 4.13, а) мгновенное значение его тока окажется равным мгновенному значению тока тиристора T_1 , который запирается. Наступает режим *непрерывного тока*, при котором $\beta = \alpha + 180^\circ$. На рис. 4.13, б, д, е участки кривых напряжения и тока нагрузки, относящиеся к интервалу проводимости тиристора T_1 , заштрихованы.

Графики рис. 4.13, в–е справедливы и для схемы рис. 4.13, б, если параметры с индексом 1 считать относящимися к тиристорам T_1 – T_3 , а с индексом 2 – к тиристорам T_2 – T_4 мостовой схемы.

Ток в цепи нагрузки может быть представлен в виде двух составляющих: постоянной и переменной. Постоянная составляющая определяется вращающим моментом, который должен развивать двигатель, переменная – зависит от способности схемы сглаживать пульсации и от угла α . Эта составляющая резко возрастает, когда ток становится прерывистым.

Так как переменная составляющая тока вызывает дополнительный нагрев и потери в нагрузке, при управлении двигателем стремятся обеспечить режим непрерывного тока, для чего последовательно с якорем включают дополнительный дроссель, увеличивая тем самым τ . Среднее значение напряжения на нагрузке в этом режиме

$$U_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + 180^\circ} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha \approx 0,9 U \cos \alpha, \quad (4.59)$$

где U – действующее значение напряжения каждой вторичной обмотки трансформатора для схемы рис. 4.13, а и напряжения сети для схемы

рис. 4.13, б. Отметим, что индуктивность дополнительного дросселя увеличивает электромагнитную, а его активное сопротивление — электро-механическую постоянные времени двигателя. Поэтому дополни-тельный дроссель ухудшает динамические свойства привода.

Режим непрерывного тока сохраняется при изменении α в пределах $0 < \alpha < \alpha_{гр}$, где граничный угол $\alpha_{гр}$ является функцией τ (см. рис. 4.12). При $\tau \rightarrow \infty$ угол $\alpha_{гр} \rightarrow 90^\circ$ и характеристика управляемого выпрямителя совпадает с осью абсцисс, т. е. $U_{ср} = 0$. Таким образом, при значитель-ной индуктивности нагрузки регулирование напряжения на ней эффек-тивно лишь при изменении α в пределах $0 < \alpha < 90^\circ$.

Для равномерной нагрузки фаз и уменьшения пульсаций выпрямлен-ного напряжения используют трехфазные управляемые выпрямители. Рассмотрим особенности работы одного из них (рис. 4.14), предполагая, что индуктивность нагрузки достаточно велика и обеспечивает режим непрерывного тока.

Предположим, что вентили неуправляемые, т. е. способны пропу-скать ток в течение всего положительного полупериода напряжения «своей» фазы. Тогда, например, тиристор T_1 под действием напряжения вторичной обмотки трансформатора u_A был бы открыт в интервале $0 < \omega t < 180^\circ$ (рис. 4.14, а, б). Однако на участке $0 - 30^\circ$ тиристор T_1 оказывается запертым напряжением u_C , бóльшим напряжения u_A и при-ложенным в запирающем тиристор T_1 направлении через открытый ти-ристор T_3 . Подобным же образом тиристор T_1 окажется запертым и на участке $150^\circ < \omega t < 180^\circ$ за счет напряжения u_B , приложенного плюсом к катоду тиристора T_1 через открывшийся тиристор T_2 . Интервал про-водимости тиристора T_1 на рис. 4.14, б заштрихован.

Таким образом, управлять моментом отпирания тиристоров можно лишь, начиная с $\omega t = 30^\circ$. Поэтому именно с этого значения целесоо-бразно отсчитывать угол α подачи на УЭ управляющих импульсов. Следовательно, рис. 4.14, б соответствует $\alpha = 0$ и максимальному напря-жению на нагрузке

$$U_{ср \max} = \frac{3}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3}{2\pi} U_m (-\cos 150^\circ + \cos 30^\circ) = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m. \quad (4.60)$$

Изменяя α , как и в предыдущих схемах, можно управлять средним значением напряжения на нагрузке, которое для режима непрерывного тока с учетом (4.60) определяется формулой

$$\begin{aligned} U_{ср} &= \frac{3}{2\pi} \int_{30^\circ + \alpha}^{150^\circ + \alpha} U_m \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_m \cos \alpha = \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \sqrt{2} U_\phi \cos \alpha \approx 1,17 U_\phi \cos \alpha, \end{aligned} \quad (4.61)$$

где U_ϕ — действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

На рис. 4.14, в, г показаны кривые напряжения и тока при $\alpha = 60^\circ$.

Характеристика управления при активно-индуктивной нагрузке схемы рис. 4.14, а и $\tau \rightarrow \infty$ построена на рис. 4.15. На участке $0 < \alpha < 90^\circ$ она соответствует (4.61) и полностью совпадает с характеристикой, построенной по (4.59) на рис. 4.12 при $\tau \rightarrow \infty$.

Рассмотрим работу управляемых выпрямителей при $\alpha \geq 90^\circ$. Во всех схемах (см. рис. 4.13, а, б; рис. 4.14, а) при $\alpha = 90^\circ$ $U_{cp} = 0$ (рис. 4.14, д). При $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ в соответствии с (4.59) и (4.61) это напряжение изменяет знак. Для трехфазного выпрямителя этот случай показан на рис. 4.14, е. Отрицательное напряжение U_{cp} не в состоянии создать ток в нагрузке, так как вентили им запираются. Вот почему на характеристике рис. 4.15 этот участок совпадает с осью абсцисс.

Положение меняется, если нагрузка имеет собственный источник ЭДС, как показано на рис. 4.14, а. Если ЭДС имеет полярность, обозначенную «выпр», то на участке $0 < \alpha < 90^\circ$ в установившемся режиме

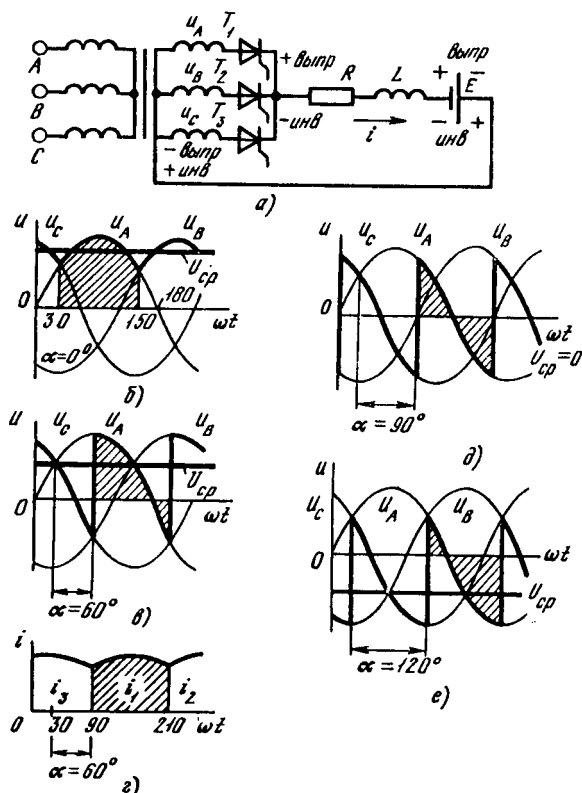


Рис. 4.14. Схема трехфазного однополупериодного (с нулевым проводом) управляемого выпрямителя (а) и кривые (б — е), поясняющие его работу

среднее значение тока нагрузки определяется разностью U_{cp} и этой ЭДС E :

$$I_{cp} = (U_{cp} - E) / R_{н}, \quad (4.62)$$

а на участке $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ ток $I_{cp} = 0$.

Если же ЭДС имеет полярность, обозначенную «инв», может наступить инверторный режим работы выпрямителя и на участке $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ ток

$$I_{cp} = (E - U_{cp}) / R_{н}, \quad (4.63)$$

т. е. ток i протекает (см. рис. 4.14, а) под действием ЭДС нагрузки, преодолевая напряжение U_{cp} выпрямителя, полярность которого обозначена также «инв». При этом вентили остаются открытыми, так как ток в них течет в проводящем направлении, а энергия через трансформатор передается от нагрузки в сеть.

Такой же ток протекает и в схемах рис. 4.13, а, б, если нагрузка имеет источник ЭДС «инверторной» полярности.

Рассмотренные процессы в нагрузке с источником ЭДС относятся к установившемуся режиму работы. Подобная же картина может иметь место в переходном режиме и при отсутствии источника ЭДС, когда угол α резко возрастет (U_{cp} уменьшится и может стать отрицательным). При этом инверторный ток будет протекать под действием ЭДС самоиндукции нагрузки L , имеющей полярность «инв».

В общем случае для m -фазного управляемого выпрямителя выражение для U_{cp} может быть получено при непрерывном токе путем интегрирования фазного напряжения на интервале проводимости $2\pi/m$ (рис. 4.16):

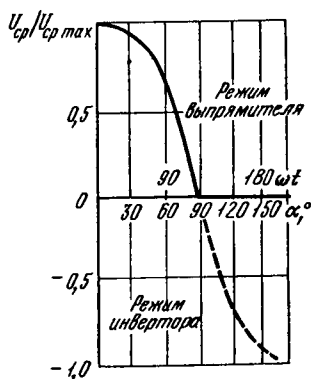


Рис. 4.15. Зависимость выходного напряжения трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым проводом от угла отпирания

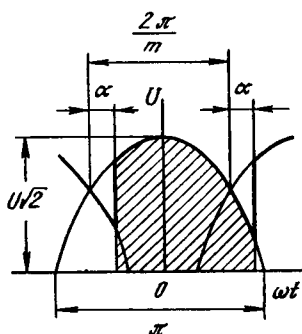


Рис. 4.16. Кривые напряжения m -фазного управляемого выпрямителя

$$\begin{aligned}
 U_{cp} &= \frac{1}{2\pi/m} \int_{-(\pi/m-\alpha)}^{\pi/m+\alpha} \sqrt{2} U \cos \omega t d\omega t = \\
 &= \frac{\sqrt{2} m}{2\pi} U \left[\sin \left(\frac{\pi}{m} + \alpha \right) + \sin \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) \right] = \\
 &= \frac{\sqrt{2} m}{\pi} U \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = U_{cp \max} \cos \alpha,
 \end{aligned} \tag{4.64}$$

где $U_{cp \max} = \frac{\sqrt{2} m}{\pi} U \sin \frac{\pi}{m}$.

§ 4.10. Управление двигателем в системе управляемый выпрямитель — двигатель

Включая в качестве нагрузки управляемых выпрямителей якорную цепь двигателя независимого возбуждения, получают возможность регулировать в широких пределах угловую скорость за счет изменения угла отпирания α управляемых вентилей. На рис. 4.17 изображена мостовая схема трехфазного управляемого выпрямителя, обеспечивающая наименьшую (из рассмотренных схем) пульсацию выходного напряжения.

Управляющие сигналы, открывающие тиристоры, подаются в последовательности $T_1 - T_6 - T_3 - T_2 - T_5 - T_4$ со сдвигом 60° , т. е. $m = 6$, причем тиристоры T_1, T_3 и T_5 открываются в положительные, а тиристоры T_6, T_2 и T_4 — в отрицательные полупериоды фазных напряжений. Так как интервал проводимости каждого тиристора равен 120° , в каждый момент времени открыты два тиристора (по одному в плече моста) и напряжение на якоре определяется разностью фазных напряжений двух вторичных обмоток трансформатора, т. е. линейным напряжением. Среднее значение напряжения на нагрузке в соответствии с (4.64)

$$U_{cp} = \frac{\sqrt{2} \cdot 6}{\pi} U \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha \approx 1,35 U_n \cos \alpha \approx 2,34 U_\phi \cos \alpha, \tag{4.65}$$

где $U_n = \sqrt{3} U_\phi$ — действующее значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Подставляя в (3.9) вместо U соотношения (4.59), (4.61) или (4.65) в зависимости от схемы управляемого выпрямителя, получим выражение

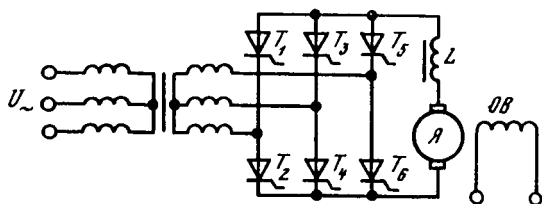


Рис. 4.17. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя

для механической характеристики системы

$$\omega = U_{\text{ср max}} \cos \alpha / k_{\text{эм}} - [(R_{\text{я}} + R_{\text{л}}) / k_{\text{эм}}^2] M, \quad (4.66)$$

где добавочное сопротивление $R_{\text{д}}$ состоит из активного сопротивления дросселя $R_{\text{др}}$ и эквивалентного активного сопротивления выпрямителя $R_{\text{эк}}$.

Можно показать [16], что эквивалентное активное сопротивление выпрямителя

$$R_{\text{эк}} = m f L_{\text{ф}} + R_{\text{ф}}, \quad (4.67)$$

где f — частота источника питания, Гц; $L_{\text{ф}}$, $R_{\text{ф}}$ — индуктивность и активное сопротивление фазной обмотки выпрямителя. Здесь произведение $m f L_{\text{ф}}$ проявляет себя именно как активное сопротивление, несмотря на то, что в него входит индуктивность. Это объясняется тем, что наличие индуктивностей $L_{\text{ф}}$ в фазах приводит вследствие перекрытия вентилях (см. рис. 4.16) к уменьшению среднего значения напряжения выпрямителя, что эквивалентно падению напряжения на некотором активном сопротивлении, входящем в состав внутреннего сопротивления управляемого выпрямителя.

Сравнив (4.66) с (3.9), отметим, что механическая характеристика системы управляемый выпрямитель — двигатель прямолинейна, но ее жесткость меньше, чем у двигателя, питающегося от сети, и, как правило, меньше, чем в системе Г — Д. Имеются отличия от системы Г — Д и в режиме, близком к холостому ходу. Прямые на рис. 4.18, построенные по выражению (4.66), отсекают на оси ординат отрезки, соответствующие угловой скорости при идеальном холостом ходе $\omega'_0 = U_{\text{ср max}} \cos \alpha / k_{\text{эм}}$.

В действительности скорость идеального холостого хода при некотором значении угла α отличается от значения ω'_0 . Это объясняется тем, что выражение (4.66) справедливо для выпрямителей в режиме непрерывных токов. При снижении нагрузочного момента угловая скорость возрастает, а следовательно, увеличивается и противо-ЭДС двигателя. При этом ток, определяемый по (4.62), уменьшается и наступает режим прерывистых токов, для которого, как указывалось, соотношения (4.59), (4.61) и (4.65) недействительны. На рис. 4.18 участки реальных характеристик показаны штриховыми линиями.

В системе управляемый выпрямитель — двигатель (УВ — Д) двигатель может работать в двигательном режиме (I квадрант рис. 4.18), в режимах противовключения (наклонная штриховка) и динамического торможения (прямая с $\alpha = 90^\circ$) и в генераторном режиме, т. е. в режиме рекуперативного торможения (вертикальная штриховка). В последнем случае управляемый выпрямитель переходит в инверторный режим работы.

Односторонняя проводимость вентилях не позволяет произвести реверс двигателя путем изменения полярности $U_{\text{ср}}$ выпрямителя. Для осуществления реверса с помощью контактного переключателя изменяют полярность напряжения на обмотке возбуждения или на якоре. Недостаток первого способа состоит в большой продолжительности реверса,

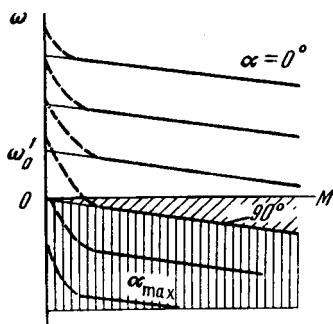


Рис. 4.18. Механические характеристики системы УВ – Д

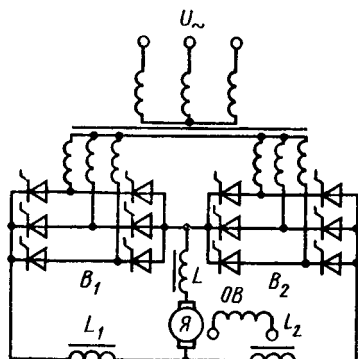


Рис. 4.19. Схема реверсивной системы УВ – Д

обусловленной относительно большой постоянной времени обмотки возбуждения. Один из недостатков второго способа: необходимость коммутации токов в относительно мощной якровой цепи.

Для приводов, требующих высокого быстродействия и надежности реверса, применяют реверсивные управляемые выпрямители (рис. 4.19).

При работе системы УВ – Д в двигательном режиме один управляемый выпрямитель, например B_1 , работает в режиме выпрямления, а другой (B_2) закрыт или подготовлен для работы в режиме инвертирования. В последнем случае для исключения передачи энергии, преобразуемой выпрямителем (например B_1), в сеть через инвертор (например, B_2) необходимо выполнить условие

$$U_{\text{ср. инв}} \geq U_{\text{ср. выпр}} \quad (4.68)$$

где $U_{\text{ср. инв}}$, $U_{\text{ср. выпр}}$ — напряжения управляемых выпрямителей, работающих в режимах инвертирования и выпрямления.

При работе системы в режиме рекуперативного торможения один из выпрямителей находится в режиме инвертирования, а второй закрыт или подготовлен к работе в режиме выпрямления. При этом по-прежнему должно соблюдаться условие (4.68).

В случае совместной работы выпрямителей необходимо, кроме выполнения условия (4.68), ограничить уравнивающие токи, протекающие между выпрямителями за счет разности мгновенных значений их напряжений. Для этого в цепи выпрямленного тока включают уравнивающие дроссели L_1 и L_2 .

Вид механических характеристик реверсивной системы УВ – Д зависит от способа согласования углов отпирания α обоих управляемых выпрямителей.

Возможны два вида управления выпрямителями реверсивной системы — совместный и раздельный.

При *совместном управлении* целесообразно линейное согласование, обеспечивающее равенство $U_{\text{ср. инв}} = U_{\text{ср. выпр}}$ когда

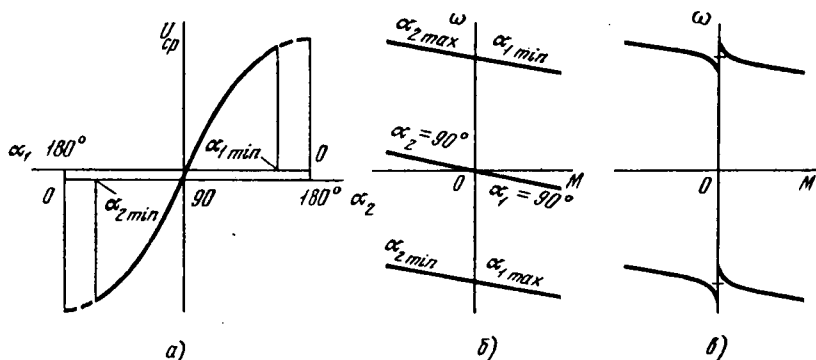


Рис. 4.20. Регулировочная (а) и механические характеристики системы УВ – Д при совместном (б) и раздельном (в) управлении

$$\alpha_1 + \alpha_2 = \pi. \quad (4.69)$$

Регулировочные и механические характеристики, соответствующие (4.69), приведены на рис. 4.20, а, б (аналогичны характеристикам системы Г – Д).

Недостатком совместного управления является возможность протекания уравнительных токов и необходимость включения дросселей, снижающих быстродействие системы. Для полного исключения уравнительных токов можно использовать *раздельное управление* выпрямителями, заключающееся в подаче управляющих импульсов только на работающий в данный момент выпрямитель. Вентили другого выпрямителя в это время закрыты. При изменении режима работы устройство управления подает импульсы на второй выпрямитель после прекращения работы первого с некоторой задержкой, необходимой для его надежного запаривания.

Механические характеристики системы с раздельным управлением показаны на рис. 4.20, в. Разрыв характеристик объясняется наличием режима прерывистых токов, значительно увеличивающих длительность переходных процессов. Поэтому более широкое применение находит совместное управление выпрямителями.

Передаточную функцию системы УВ – Д, связывающую угловую скорость двигателя с углом отпираания α выпрямителей, в связи с нелинейной зависимостью U_{cp} от α записывают в отклонениях:

$$W(p) = \Delta\omega(p)/\Delta\alpha(p) = k_{дв} / (T_m T_n p^2 + T_m p + 1), \quad (4.70)$$

где с учетом (4.67)

$$T_m = J(R_a + R_{дp} + R_{\Sigma})/k_{\Sigma}^2 = J(R_a + R_{дp} + mfL_{\phi} + R_{\phi})/k_{\Sigma}^2;$$

$$T_n = (L_a + L_{дp} + L_{\phi})/(R_a + R_{дp}) = (L_a + L_{дp} + L_{\phi})/(R_a + R_{дp} + mfL_{\phi} + R_{\phi});$$

$$k_{дв} = k_{УВ}/k_{\Sigma}.$$

Здесь $k_{УВ} = \Delta U_{cp}/\Delta\alpha$ – крутизна регулировочной характеристики системы УВ – Д (рис. 4.20, а) для точки линеаризации.

Согласно рис. 4.20, *а* наибольший коэффициент передачи система УВ — Д имеет при $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$, когда регулирование наиболее эффективно. Регулирование же при α_1 или α_2 , близких к нулю, невозможно, так как $k_{УВ} \rightarrow 0$. Кроме того, для обеспечения надежной коммутации вентилей на практике $\alpha \geq \alpha_{\min}$.

Фазная индуктивность L_ϕ в параметрах T_m и T_π передаточной функции (4.70), с одной стороны, является составляющей полной индуктивности цепи, с другой — составляющей mfL_ϕ эквивалентного полного активного сопротивления цепи. При этом влияние L_ϕ на полное активное сопротивление больше, чем на полную индуктивность, так как обычно $R_{\text{эк}} \approx R_\pi$, а иногда даже превышает его; в то же время индуктивность L_ϕ , как правило, на порядок меньше индуктивности L_π .

Так как управляемому выпрямителю предшествует схема управления, преобразующая управляющий сигнал U_y в соответствующий ему угол α и представляющая собой инерционное звено, полная передаточная функция системы УВ — Д имеет вид

$$W(p) = \frac{\Delta\omega(p)}{\Delta U_y} = \frac{k_y k_{\text{дв}}}{(T_y p + 1)(T_m T_\pi p^2 + T_m p + 1)},$$

где k_y , T_y — передаточный коэффициент и постоянная времени схемы управления.

Заметим, что схема управления на магнитных усилителях, подобных рассмотренным в § 4.12, может быть описана также передаточной функцией звена чистого запаздывания.

§ 4.11. Комплектные регулируемые тиристорные приводы

Отечественными проектными организациями разработано несколько вариантов регулируемых приводов, выполненных по системе УВ — Д. В табл. П.11 приведены основные данные комплектных тиристорных электроприводов серии ПТЗР. Обозначение типа привода, например, ПТЗР — 11/220 — 42/3000 расшифровывается так: П — привод; Т — тиристорный; 3 — трехфазный; Р — реверсивный; 11 — номинальная мощность трансформатора, кВ·А; 220 — номинальное напряжение двигателя, В; 42 — габариты двигателя; 3000 — частота вращения двигателя, об/мин.

Приводы этой серии предназначены для реверсивных механизмов подач металлорежущих станков с широким диапазоном регулирования, но могут быть применены и для других целей при аналогичных требованиях по мощности, точности и динамическим свойствам.

Комплектные приводы представляют собой замкнутую систему автоматического регулирования частоты вращения (см. рис. 2.20). В комплект входят: тиристорный выпрямитель со схемой управления, двигатель независимого возбуждения с встроенным тахогенератором, силовой трехфазный трансформатор, два дросселя и задатчик частоты вращения. Управляемый выпрямитель представляет собой реверсивную схему, которая состоит из двух трехфазных выпрямителей с нулевым проводом (см. рис. 4.14, *а*), работающих на одну нагрузку — двигатель.

Регулирование частоты вращения осуществляют, подавая на вход блока управления тиристорами разность напряжений задатчика частоты вращения и тахогенератора. При изменении задающего напряжения в сторону снижения частоты вращения полярность напряжения на входе блока управления изменяется и тиристорный выпрямитель переходит в инверторный режим, осуществляя рекуперативное торможение двигателя.

Статическая точность поддержания частоты вращения двигателя зависит от ее установленного значения и при изменении момента сопротивления от 0,1 до $1,1 M_{\text{ном}}$ составляет 5% при диапазоне установленной частоты вращения $D \leq 200$ об/мин; 10% — при $200 \leq D \leq 1000$ и 15% — при $D \leq 2000$. Изменения напряжения сети от 1,1 до 0,9 номинального значения вызывают отклонения частоты вращения на $\pm 5\%$ при установленной частоте $n_y \leq 0,9 n_{\text{ном}}$ и $+5\%$, -10% при установленной частоте вращения $n_y > 0,9 n_{\text{ном}}$. Изменения температуры также могут вызвать отклонения частоты вращения на 5–10%.

Динамические качества приводов этой серии характеризуются временем восстановления частоты вращения до $0,9 n_y$ при изменении момента сопротивления от 0,1 до $1,0 M_{\text{ном}}$ и $D \leq 100$, составляющим не более 0,1 с.

§ 4.12. Управление двигателем в системе магнитный усилитель — двигатель

Одним из наиболее надежных типов регулирующих устройств являются магнитные усилители, основой которых служит ферромагнитный сердечник с обмотками. При изменении постоянного тока в обмотке управления меняется магнитная проницаемость сердечника и, как следствие, индуктивное сопротивление рабочей обмотки, включенной последовательно с нагрузкой. В результате напряжение питающей сети перераспределяется между рабочей обмоткой и нагрузкой и появляется возможность управлять двигателем, если он является нагрузкой.

Существует несколько типов магнитных усилителей. Для управления двигателями целесообразно применять магнитные усилители с самонасыщением, обладающие по сравнению с другими типами усилителей большим коэффициентом усиления и меньшими габаритами при одинаковой мощности.

Работу простейшего магнитного усилителя с самонасыщением (рис. 4.21, а) удобно разделить на *рабочий полупериод* (рис. 4.21, б, з), когда напряжение питающей сети U открывает клапан и по рабочей цепи через нагрузку течет ток i_p , и *управляющий полупериод*, когда это напряжение закрывает клапан и состояние сердечника определяется напряженностью H_y магнитного поля, создаваемого током I_y в обмотке управления w_y .

Идеализированная петля гистерезиса ферромагнетика, из которого изготовлен сердечник, изображена на рис. 4.21, в. Как показано стрелками на этом рисунке, напряженность H_p , создаваемая током i_p в рабочей обмотке w_p , перемагничивает сердечник по частному циклу «вверх» и уводит магнитную индукцию в область насыщения $+B_s$. В управляю-

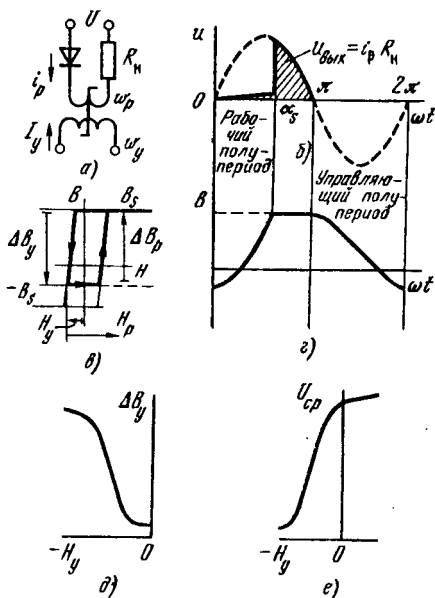


Рис. 4.21. Схема простейшего магнитного усилителя с самонасыщением и его характеристики

ни α_s индукция достигает насыщения и, следовательно, изменяться (увеличиваться) не может. Падение напряжения u_p становится равным нулю, и ток i_p скачком возрастает, уравнивая в оставшуюся часть рабочего полупериода ($\alpha_s - \pi$) напряжение сети за счет падения напряжения на нагрузке. К концу рабочего полупериода ток i_p уменьшается и точка, характеризующая состояние сердечника, оставаясь все это время на горизонтальном, насыщенном участке гистерезисного цикла, приближается к оси ординат. Когда клапан закрывается, индукция, как упоминалось, в управляющий полупериод изменяется «вниз» на ΔB_y .

Чем больше ток, а следовательно, и напряженность управления, тем «глубже» изменения индукции в управляющий полупериод. Таким образом, в рабочий полупериод индукция будет дольше оставаться на «вертикальном» участке гистерезисного цикла, т. е. участок $0 - \alpha_s$ увеличится, что приведет к уменьшению среднего значения напряжения (заштрихованная область на рис. 4.21, б) на нагрузке.

Определим выходное напряжение на нагрузке как разность между напряжением сети и падением напряжения на рабочей обмотке:

$$u_{\text{вых}} = u - u_p. \quad (4.72)$$

Считая напряжение сети синусоидальным $u = U_m \sin \omega t$ и подставив (4.71) в (4.72), проинтегрируем и разделим (4.72) на 2π . В результате среднее значение напряжения на нагрузке

ший полупериод напряженность H_y возвращает сердечник к исходному состоянию, изменяя индукцию «вниз» на ΔB_y .

Рассмотрим подробнее работу усилителя в рабочий полупериод. На участке $0 - \alpha_s$ индукция изменяется, оставаясь на «вертикальном» участке гистерезисного цикла, и создает падение напряжения на рабочей обмотке:

$$u_p = w_p S (dB/dt), \quad (4.71)$$

где S — площадь сечения сердечника; w_p — число витков рабочей обмотки. Падение напряжения u_p почти полностью уравнивает напряжение питающей сети (небольшая часть напряжения сети уравнивается падением напряжения на R_n от тока i_p). В момент времени

$$U_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t - \frac{1}{2\pi} w_p S \omega \int_0^{\pi} \frac{dB}{d\omega t} d\omega t.$$

Учитывая, что интеграл второго слагаемого правой части сводится к изменению индукции в рабочий полупериод ΔB_p , найдем

$$U_{cp} = \frac{U_m}{\pi} - \frac{1}{2\pi} w_p S \omega \Delta B_p. \quad (4.73)$$

Подставив в (4.73) $\omega = 2\pi f$ и $\Delta B_p = |\Delta B_y|$, окончательно получим

$$U_{cp} = \frac{U_m}{\pi} - f w_p S |\Delta B_y|. \quad (4.74)$$

Зависимость $\Delta B_y = f(H_y)$ для магнитных материалов, из которых изготовляют сердечники магнитных усилителей с самонасыщением, имеет вид, показанный на рис. 4.21, д, а построенная по (4.74) зависимость $U_{cp} = f(H_y)$ — на рис. 4.21, е.

На рис. 4.22, а приведена схема управления угловой скоростью двигателя независимого возбуждения в системе магнитный усилитель — двигатель (МУ — Д). Магнитный усилитель в этой схеме по сравнению с простейшим имеет ряд особенностей. Во-первых, он — двухполупериодный, т. е. ток в нагрузке протекает как в положительный, так и в отрицательный полупериод напряжения питания. Это достигнуто благодаря наличию двух сердечников и двух рабочих обмоток с вентилями, которые соединены так, что когда один сердечник находится в состоянии управляющего, то другой — в состоянии рабочего полупериода. Во-вторых, в мостовой схеме вентилей выпрямляется выходное напряжение, среднее значение которого $U_{cp} = 2(U_m/\pi) - 2f w_p S |\Delta B_y|$ в 2 раза выше, чем в простейшей схеме. В-третьих, усилитель имеет три обмотки управления, охватывающие оба сердечника. По одной из них протекает постоянный ток; она выполняет функцию обмотки смещения. Из рис. 4.22, б видно, что за счет напряженности H_{cm} этой обмотки исходная точка характеристики смещена так, что при отсутствии тока упра-

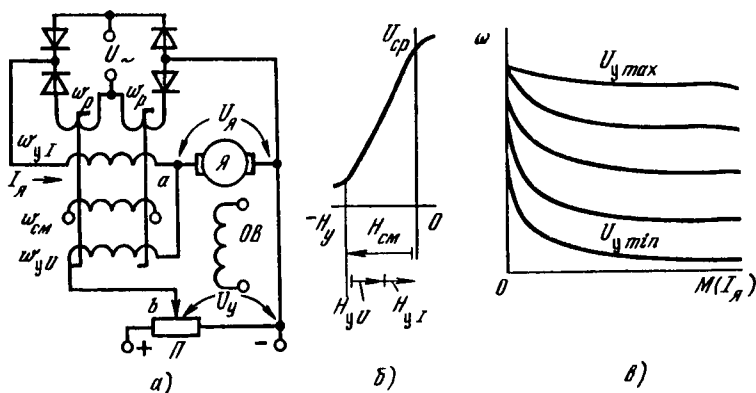


Рис. 4.22. Схема управления МУ — Д и ее характеристики

вления в двух других обмотках напряжение на выходе минимально.

Подавая ток в любую из двух других обмоток управления, создающих напряженность, направленную, как показано на рис. 4.22, б, навстречу напряженности смещения, можно изменять напряжение на якоре двигателя и тем самым регулировать угловую скорость. Однако механические характеристики привода, описываемые по аналогии с (3.9) выражением

$$\omega = \frac{U_{\text{ср}}}{k_{\text{эм}}} - \frac{R_{\text{я}} + R_{\text{рв}}}{k_{\text{эм}}^2} M, \quad (4.75)$$

будут менее жесткими, чем естественная характеристика двигателя из-за дополнительных падений напряжения в рабочих обмотках и вентилях, которым в (4.75) соответствует сопротивление $R_{\text{рв}}$. Для придания характеристикам большей жесткости в рассматриваемой системе, как и в системах Г–Д (ср. с рис. 4.9), применены обратные связи по току и напряжению.

Обратную связь по напряжению осуществляют подачей к обмотке управления w_{yU} разности напряжения U_y , снимаемого с потенциометра Π , и напряжения $U_{\text{я}}$ – с якора двигателя (напряжение между точками ab). При уменьшении по какой-либо причине угловой скорости напряжение на якоре снижается и возросшая разность напряжений $U_y - U_{\text{я}}$ приводит к увеличению тока в обмотке w_{yU} , а следовательно, росту H_{yU} и $U_{\text{ср}}$ (рис. 4.22, б) и, как следствие, – к восстановлению угловой скорости почти до прежнего уровня. Так осуществляется в этой системе принцип регулирования по отклонению.

Принцип регулирования по возмущению (нагрузочному моменту) осуществляется путем введения обратной связи по току якора, пропорциональному этому моменту. Для этого ток якора пропускают по обмотке управления w_{yI} . При возрастании нагрузки увеличивающийся ток якора приводит к росту напряженности H_{yI} , направленной, как показано на рис. 4.22, б, так, что напряжение $U_{\text{ср}}$ увеличивается, компенсируя возросшее падение напряжения на $R_{\text{я}} + R_{\text{рв}}$ и сохраняя тем самым угловую скорость неизменной.

В реальных условиях не удастся осуществить описанные идеальные условия управления на всем диапазоне изменения вращающего момента, но тем не менее механические характеристики системы МУ–Д (рис. 4.22, в) могут быть достаточно жесткими в области его средних значений, что позволяет обеспечить диапазон регулирования угловой скорости порядка 10:1.

Динамические свойства системы МУ–Д, как и рассмотренных ранее, определяет передаточная функция, которую получают перемножением передаточных функций двигателя и магнитного усилителя.

Передаточная функция магнитного усилителя с самонасыщением представляет собой сочетание инерционного звена и звена чистого запаздывания:

$$W(p)_{\text{МУ}} = U_{\text{ср}}(p)/U_y(p) = e^{-\tau p} k_U / (T_y p + 1),$$

где $T_y = [k_U / (2f)] (w_{yU} / w_p)$; $k_U = \Delta U_{\text{ср}} / \Delta U_y$; f – частота напряжения сети. Запаздывание $\tau = 1/(2f)$ объясняется тем, что изменения сигнала вызы-

вают соответствующие изменения выходного напряжения со сдвигом в полупериода (от управляющего полупериода до рабочего).

Таким образом, передаточная функция системы МУ – Д с учетом (4.16) имеет вид

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_y(p)} = \frac{k_U k_{дв}}{(T_y p + 1)(T_m p + 1)(T_n p + 1)} e^{-\rho \tau}. \quad (4.76)$$

§ 4.13. Импульсное управление двигателем

Свойство полупроводниковых приборов (транзисторов и тиристоров) работать в ключевом режиме со временем перехода от закрытого состояния в открытое и обратно за микросекунды позволяет осуществлять импульсное управление двигателями. Наиболее целесообразным является управление по цепи якоря, когда двигатель независимого возбуждения периодически подключается к источнику напряжения постоянного тока. При этом за время включенного состояния от источника к двигателю происходит передача энергии, одна часть которой передается через вал двигателя нагрузке, а другая накапливается в виде электромагнитной энергии. За счет последней двигатель продолжает развращать вращающий момент в течение отключенного состояния. Если учесть, что частота переключений составляет 1 – 2 кГц, то угловая скорость за цикл переключения остается практически неизменной.

На рис. 4.23, а приведена схема импульсного управления, на которой контакт K условно обозначает полупроводниковый прибор, работающий в ключевом режиме (ключ), а на рис. 4.23, в – кривые изменения напряжения на якоре двигателя $u_{дв}$ и следующих токов: тока якоря $i_{я}$, тока, потребляемого из сети, i_c , тока в шунтирующем диоде i_d , через который цепь якоря замыкается на время закрытого (разомкнутого) состояния ключа. В течение открытого (замкнутого) состояния ключа

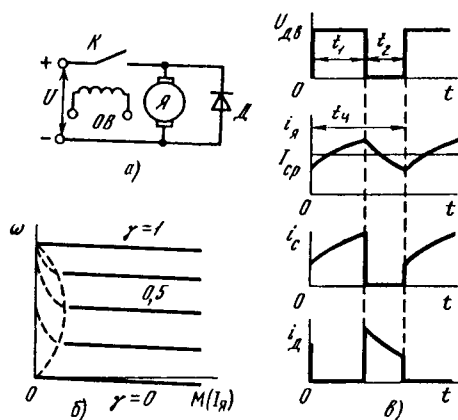


Рис. 4.23. Принципиальная схема (а), механические характеристики (б) и кривые (в), поясняющие работу двигателя при импульсном управлении

К ток $i_a = i_c$; диод остается запертым напряжением сети. В течение разомкнутого состояния ключа К ток якоря продолжает протекать под действием ЭДС самоиндукции якоря, замыкаясь через диод, который находится в открытом состоянии под действием этой ЭДС.

В установившемся режиме работы (точнее, квазистационарном) двигатель развивает вращающий момент, среднее значение которого связано со средним значением тока зависимостью (4.3). При этом к якору подводится напряжение, среднее значение которого $U_{cp} = \gamma U$ определяется относительным временем замкнутого состояния ключа (скважностью)

$$\gamma = t_1/t_{ц} \quad (4.77)$$

где t_1 — длительность замкнутого состояния ключа; $t_{ц}$ — длительность цикла.

Механическая характеристика двигателя при импульсном управлении имеет вид

$$\omega_{cp} = \frac{\gamma U}{k_{\gamma M}} - \frac{R_{я}}{k_{\gamma M}^2} M, \quad (4.78)$$

идентичный выражениям (3.9), (4.41), (4.66) и (4.75) для других способов управления двигателем независимого возбуждения. Сравнение этих выражений показывает, что жесткость механической характеристики при импульсном управлении двигателем и его естественной характеристики одинаковы.

Из (4.78) следует, что изменение скажности позволяет регулировать угловую скорость двигателя в широких пределах. Изменение γ может выполняться различными способами.

При *широотно-импульсном* управлении изменяют длительность замкнутого состояния ключа ($t_1 = \text{var}$) при неизменной длительности цикла ($t_{ц} = t_1 + t_2 = \text{const}$), а следовательно, и частоте переключений (частоте коммутации) $f_k = 1/t_{ц} = \text{const}$.

При *частотно-импульсном* управлении длительность замкнутого состояния ключа $t_1 = \text{const}$, а изменяются частота и, следовательно, длительность цикла ($t_{ц} = \text{var}$). Второй способ характеризуется простыми схемными решениями, но не позволяет осуществлять глубокое регулирование угловой скорости, так как для $\gamma \rightarrow 0$ необходимо $t_{ц} \rightarrow \infty$, т. е. по существу вырождается идея импульсного регулирования с высокой частотой переключений. Поэтому наиболее распространен первый из указанных способов, позволяющий изменять γ от 0 до 1.

Так же как и при управлении по схеме УВ — Д (см. § 4.10), выражение (4.78) справедливо лишь в пределах такого изменения вращающего момента, при котором ток якоря остается непрерывным. Если же в течение времени t_2 ток успевает снизиться до нуля, то наступает режим прерывистого тока. В этом режиме механические характеристики теряют линейность и жесткость. На рис. 4.23, б они обозначены пунктирными линиями.

Можно показать [6], что граничное значение тока якоря, при котором наступает режим прерывистого тока, связано с пусковым током

двигателя $I_n = U/R_n$ выражением

$$I_{гр} \approx I_n \gamma (1 - \gamma) / (2 T_n f_k). \quad (4.79)$$

Согласно (4.79) при $\gamma = 1/2$ $I_{гр\max} = I_n / (8 T_n f_k)$. Следовательно, сузить зону прерывистых токов можно, увеличивая T_n или f_k . Увеличение T_n путем включения добавочного дросселя нерационально, так как снижает динамические показатели привода. Возможности же увеличения частоты коммутации обычно ограничиваются для транзисторных ключей тепловыми потерями в них в режиме переключений, а для тиристорных ключей — временем восстановления их управляющих свойств.

Реверсивное управление двигателем при импульсном методе можно осуществить, например, по мостовой схеме широтно-импульсного преобразователя (рис. 4.24, а), образованной четырьмя транзисторными ключами, к одной диагонали которой подведено напряжение питающей сети, а к другой присоединен якорь двигателя.

Диоды служат для замыкания цепи якоря через источник напряжения в те отрезки времени, когда ток якоря течет под действием ЭДС самоиндукции навстречу напряжению источника.

Ключи работают одновременно, т. е. на интервале t_1 замкнуты, например, ключи K_1 и K_3 и на верхний зажим якоря подан плюс, а на интервале t_2 замкнуты ключи K_2 и K_4 и на верхний зажим подан минус источника. В результате к двигателю подается напряжение (рис. 4.24, б) $U_{cp} = (U_{t1} - U_{t2}) / t_{ц}$. Считая по-прежнему $\gamma = t_1 / t_{ц}$ и учитывая, что $t_2 = t_{ц} - t_1$, получим $U_{cp} = (2\gamma - 1)U$. Следовательно, механическая характеристика определится выражением

$$\omega_{cp} = \frac{2\gamma - 1}{k_{зм}} U - \frac{R_n}{k_{зм}^2} M.$$

Изменяя γ , можно изменить не только значение, но и направление угловой скорости. При $1 \geq \gamma \geq 0,5$ угловая скорость при холостом ходе положительна, при $0,5 \geq \gamma \geq 0$ она отрицательна. На рис. 4.25, а показаны механические характеристики двигателя при рассмотренном способе коммутации ключей. Индексы в обозначениях γ соответствуют номерам ключей, причем под γ понимают относительное время замкнутого состояния ключей K_1 и K_3 , т. е. $\gamma_{1,3}$, поэтому $\gamma_{2,4} = 1 - \gamma$.

При рассмотренной *одновременной* работе ключей зона прерывистого тока, выделенная штриховой линией на рис. 4.25, а, относительно велика и определяется выражением $I_{гр} \approx I_n \gamma (1 - \gamma) / (T_n f_k)$. Ее можно сузить вдвое, если осуществить *разновременную* работу ключей. Для одного направления вращения переключается ключ K_1 при постоянно

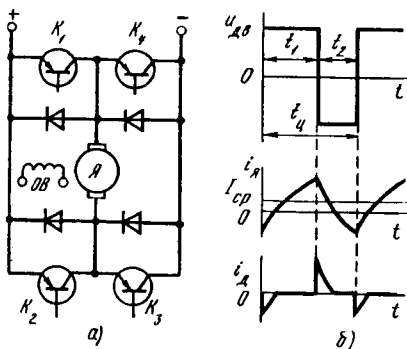


Рис. 4.24. Реверсивная схема импульсного управления двигателем (а) и кривые (б), поясняющие ее работу

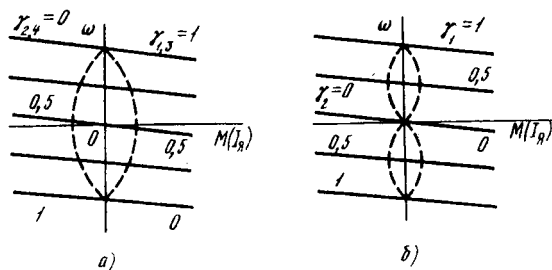


Рис. 4.25. Механические характеристики реверсивной схемы импульсного управления двигателем при одновременной (а) и разновременной (б) коммутации ключей

замкнутом K_3 и разомкнутых K_2 и K_4 , для другого ключ K_2 при постоянно замкнутом K_4 и разомкнутых K_1 и K_3 . При этом схема управления двигателем работает аналогично схеме рис. 4.23, а. Соответствующие механические характеристики приведены на рис. 4.25, б, где видно, что зоны прерывистых токов такие же, как для схемы рис. 4.23, а. Отметим, что разновременная работа ключей усложняет схему управления ключами.

Если широтно-импульсный преобразователь считать идеальным (безынерционным и с бесконечно малым внутренним сопротивлением), то динамические характеристики двигателя при импульсном управлении определяются передаточной функцией

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_{cp}(p)} = \frac{k_{дв}}{T_m T_{я} p^2 + T_m p + 1},$$

полностью совпадающей с передаточной функцией двигателя (4.12) или (4.16).

§ 4.14. Широтно-импульсные преобразователи на тиристорах

Рассмотренное в § 4.13 импульсное управление двигателем постоянного тока с помощью ШИП на транзисторных ключах позволяет создавать системы управления, не уступающие по точности и диапазону регулирования таким системам управления, как системы Г — Д (см. § 4.6), ЭМУ — Д (см. § 4.8) и МУ — Д (см. § 4.12), а по экономичности и массогабаритным показателям намного превосходящие их.

Мощность систем ШИП — Д с транзисторными ключами (см. рис. 4.24) ограничивается несколькими сотнями ватт. Увеличение мощности ШИП может быть достигнуто за счет применения в них ключей на тиристорах подобно системе УВ — Д (см. § 4.10), по сравнению с которой система ШИП — Д, обладая близкими с ней показателями, отличается прежде всего тем, что питается от сети постоянного тока. Поэтому если в системе УВ — Д запирающие тиристоры осуществляется самим напряжением сети в отрицательный полупериод (происходит так назы-

васмая естественная коммутация), то в системе ШИП — Д для этого необходимо вводить устройства, предназначенные для принудительного запираания (гашения) тиристора в требуемый момент размыкания ключа (производить искусственную коммутацию). Такая необходимость вызвана тем, что тиристор после отпирания (с помощью положительного импульса, поданного на его управляющий электрод) теряет управляемость и остается открытым до тех пор, пока каким-либо способом не будет изменена полярность напряжения между его анодом и катодом на время, достаточное для восстановления управляющих свойств, или пока ток, протекающий через тиристор, не будет снижен до значения, меньшего удерживающего тока.

На рис. 4.26, а, б приведены структурная схема устройства, в соответствии с которой осуществляют «вертикальный» (ср. рис. 4.11) способ управления тиристорными ШИП и временные диаграммы ее работы. Длительность цикла $t_{ц}$ определяется частотой задающего генератора ЗГ, импульсы $i_{зг}$ которого подаются одновременно на генератор пилообразного опорного напряжения ГПН и формирователь импульсов ФИ₁. Отпирание тиристора осуществляется импульсами i_{y1} , посылаемыми формирователем ФИ₁. Схема СС сравнивает опорное напряжение с напряжением управления U_y и в момент их совпадения посылает сигнал в формирователь импульсов ФИ₂, который подает импульсы i_{y2} в устройство гашения, осуществляющее искусственную коммутацию тиристора. В результате на нагрузку поступает напряжение U_n импульсной формы, среднее значение которого зависит от напряжения питания U и скважности γ : $U_{нсп} = \gamma U = U t_1 / t_{ц}$.

Заметим, что ШИП можно спроектировать и на двухоперационных, т. е. полностью управляемых тиристорах, запираание которых произво-

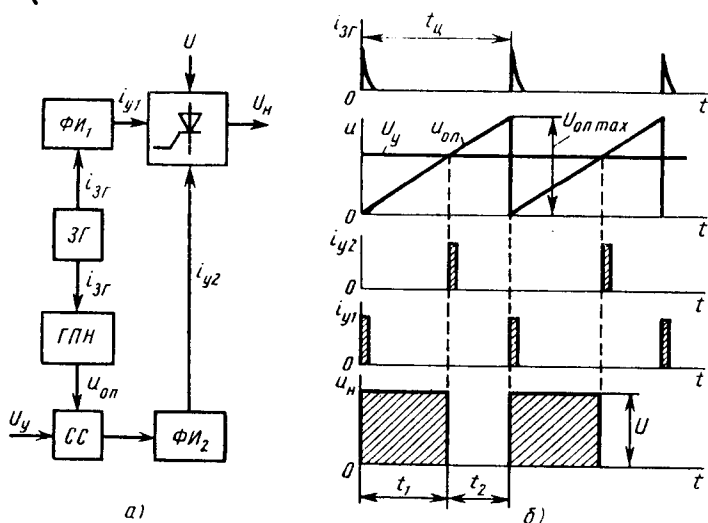


Рис. 4.26. Структурная схема ШИП на тиристорах (а) и зависимости (б), характеризующие ее работу

дят путем подачи отрицательного импульса i_{y2} непосредственно на их управляющий электрод. Мощность таких ШИП, однако, не превышает 1–2 кВт.

В наиболее распространенном способе гашения тиристора для кратковременного изменения полярности напряжения между его анодом и катодом используют ЭДС предварительно заряженного конденсатора.

По принципу использования этой коммутирующей ЭДС e_k все тиристорные ШИП, отличающиеся в основном схемами гашения, можно разделить на две группы: с параллельной и последовательной искусственной коммутацией.

§ 4.15. Система тиристорный ШИП с параллельной коммутацией — двигатель

На рис. 4.27, а пояснен принцип одного из вариантов параллельной коммутации.

В схеме, реализующей этот принцип (рис. 4.27, б), ЭДС e_k представляет собой напряжение конденсатора C (примерно равное напряжению питания U), до которого он заряжается за время t_1 током (область, заштрихованная на рис. 4.27, е), протекающим через балластный резистор R_b по цепи $U - R_b - C - T_1 - U$ после отпирания тиристора T_1 при подаче на его управляющий электрод импульса i_{y1} (рис. 4.27, в). Функцию ключа выполняет вспомогательный тиристор T_2 , который открывается при подаче на его управляющий электрод импульса i_{y2} (рис. 4.27, з). При этом импульс напряжения конденсатора e_k с поляр-

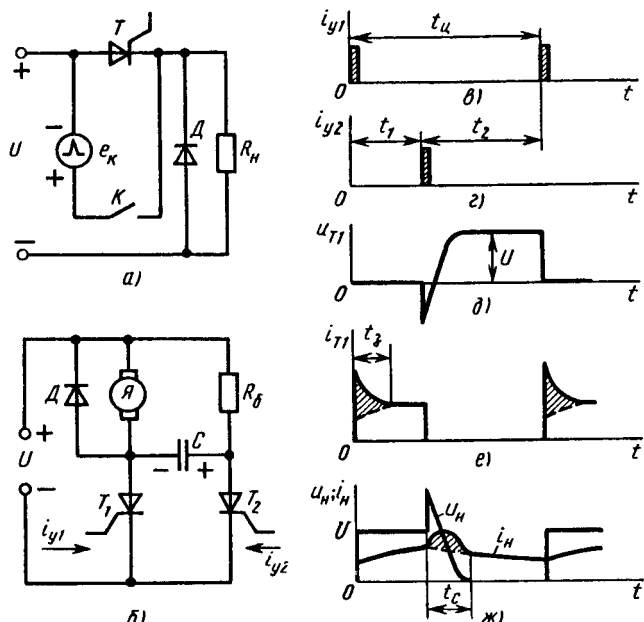


Рис. 4.27. Схемы ШИП с коммутирующей ЭДС, параллельной запираемому тиристор (а, б) и зависимости (в — ж), поясняющие их работу

ностью, указанной на рис. 4.27, а, приложенный к тиристоры T_1 в запирающем направлении, гасит его (рис. 4.27, д). По мере разрядки конденсатора напряжение U_{T1} на тиристоре T_1 восстанавливается до напряжения сети U .

В момент гашения тиристора T_1 к нагрузке прикладывается суммарное напряжение U_{Π} сети и конденсатора, которое по мере разрядки конденсатора уменьшается до нуля. При этом за время t_C (рис. 4.27, жс), пока напряжение конденсатора удерживает тиристор T_2 открытым, в нагрузку (якорь двигателя) поступает ток разрядки конденсатора (область, заштрихованная на рис. 4.27, жс), который складывается с током якоря, замыкающимся через шунтирующий его диод D и протекающим в течение времени t_2 под действием ЭДС самоиндукции якоря (ср. рис. 4.23).

На рис. 4.28, а пояснен принцип другого варианта параллельной коммутации. Здесь, так же как в предыдущей схеме, коммутирующая ЭДС представляет собой напряжение конденсатора и функцию ключа выполняет тиристор T_2 . Некоторое отличие заключается в процессе зарядки конденсатора, начинающемся в момент открытия тиристора T_1 , через коммутирующие диод D_K и дроссель L_K по цепи $U - T_1 - D_K - L_K - C - U$. Параметры этой цепи подбирают такими, чтобы зарядка носила колебательный характер. Не будь диода D_K , ток в этой цепи i_C

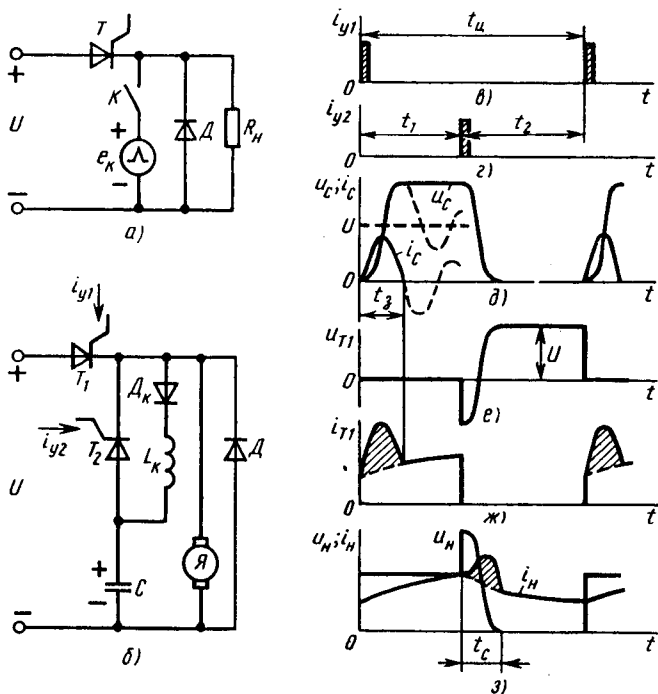


Рис. 4.28. Схемы ШИП с коммутирующей ЭДС, параллельной нагрузке (а, б) и зависимости (в — з), поясняющие их работу

изменялся бы по затухающей синусоиде, стремясь к нулю, а напряжение на конденсаторе U_C — по затухающей косинусоиде, стремясь к значению, равному напряжению сети U (описанный процесс отображен на рис. 4.28, д пунктирными линиями). Однако как только ток i_C в конце первого полупериода (время t_3) станет равным нулю, диод D_K закроется и не даст конденсатору разрядиться, сохранив на нем напряжение, почти равное удвоенному напряжению питания, до момента подачи импульса i_{y2} (сплошная линия зависимости u_C на рис. 4.28, д). При подаче импульса i_{y2} открывается вспомогательный тиристор T_2 и напряжение, равное разности $U_C - U$, приложенное к тиристорам T_1 в запирающем направлении, гасит его. Остальные процессы (рис. 4.28, е — з) происходят в этой схеме аналогично предыдущей.

Характерной особенностью параллельных схем гашения (рис. 4.27, ж и 4.28, з) является дополнительный приток энергии из коммутирующего устройства в нагрузку за время t_C . Поэтому по сравнению с идеальным импульсным управлением (рис. 4.23) среднее значение напряжения, подаваемого к якору двигателя в ШИП с параллельными схемами гашения $U_{н.ср} = \gamma U + \Delta U$ оказывается больше, чем γU , на ΔU , где скажность γ определяют по (4.77). Напряжение ΔU зависит от разрядного тока коммутирующего конденсатора (область, заштрихованная на рис. 4.27, ж и 4.28, з), причем относительное значение этого напряжения $\Delta U / \gamma U$ возрастает как с уменьшением γ , так и с уменьшением тока якоря i_a , т. е. момента сопротивления M_c , преодолеваемого двигателем.

В результате механические характеристики системы ШИП с параллельной коммутацией — Д, представленные на рис. 4.29 сплошными линиями, лежат выше, чем характеристики системы транзисторный ШИП — Д, показанные штриховыми линиями, причем на их форму существенное влияние оказывает отношение $t_{ц}/T_n$, где $T_n = L_n/R_n$ (для характеристик рис. 4.29 оно равно 0,5).

Как видно из рис. 4.29, зависимость ΔU (а следовательно, и угловой скорости ω) от тока якоря i_a ухудшает жесткость механических характеристик системы ШИП с параллельной коммутацией — Д, особенно при малых нагрузках (токах якоря), что является недостатком таких систем.

Другой недостаток таких систем заключается в том, что диапазон регулирования угловой скорости ограничивается снизу механической характеристикой, соответствующей минимальной скажности γ_{min} , при которой еще возможна зарядка конденсатора до напряжения, достаточного для надежного гашения тиристора T_1 , т. е. время t_1 не может быть меньше времени зарядки t_3 (см. рис. 4.27, 4.28).

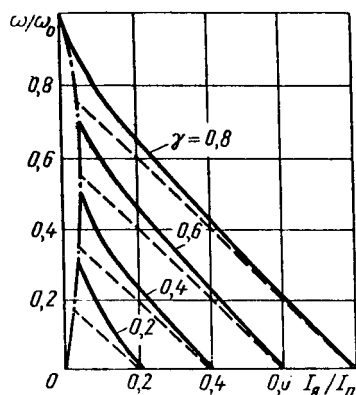


Рис. 4.29. Механические характеристики системы ШИП с параллельной коммутацией — Д в относительных единицах

§ 4.16. Система тиристорный ШИП с последовательной коммутацией — двигатель

От недостатков, указанных в § 4.15, свободны тиристорные ШИП с последовательной коммутацией, в которых импульс ЭДС e_k в момент замыкания ключа K (рис. 4.30, а) подается на дроссель L . Напряжение, равное разности $e_k - U$, прикладывается через открытый диод D к тиристор T в запирающем направлении и гасит его. При этом для запирания тиристора должно выполняться условие $e_k > U$.

Рассмотрим процессы в схеме (рис. 4.30, б), реализующей этот принцип. Пусть тиристор T_1 открыт и под действием напряжения питающей сети в нагрузку поступает ток i_n , равный I_n к моменту $t = 0$ (рис. 4.30, е). В момент $t = 0$ на тиристор T_2 подается управляющий импульс i_{y2} (рис. 4.30, г) и этот тиристор, выполняющий функцию ключа, открывается, в результате чего образуется колебательный контур CL_1 разрядки конденсатора, начальный ток i_c которого равен I_n (рис. 4.30, д). При этом к тиристор T_1 в запирающем (обратном) направлении прикладывается разность напряжений конденсатора U_c , заряженного к моменту $t = 0$, и сети U . Параметры схемы должны быть рассчитаны так, чтобы время $t_{обр}$, когда $U_c > U$, было достаточным для надежного гашения тиристора T_1 .

По мере разрядки конденсатора, напряжение на нем U_c (а следовательно, и равное ему падение напряжения на параллельно включенном дросселе L_1) снижается и, когда оно станет меньше напряжения U_k , питающего схему коммутации, разность напряжений $U_k - U_c$ откроет

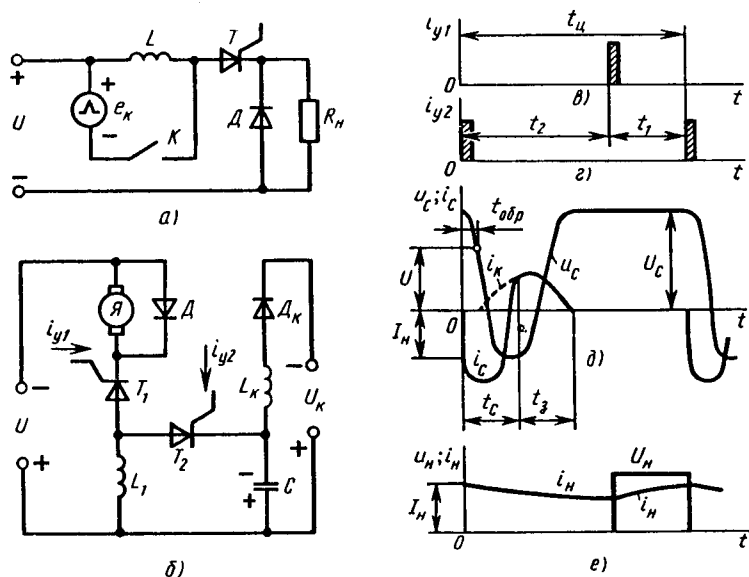


Рис. 4.30. Схемы ШИП с последовательной коммутацией (а, б) и зависимости (г–е), поясняющие их работу

диод D_k этой схемы и по цепи $U_k - L_1 - T_2 - L_k - D_k - U_k$ начнет протекать ток i_k , показанный на рис. 4.30, *д* пунктиром. Дальнейший процесс в колебательном контуре $C - L_1$ приведет к тому, что напряжение на конденсаторе, перейдя через нуль, изменит полярность, а вслед за ним изменит полярность и ток i_c , т. е. через тиристор T_2 будет протекать ток, равный разности токов $i_k - i_c$. Когда ток i_c станет равным току i_k (на рис. 4.30, *д* этот момент соответствует концу отрезка времени t_c), эта разность токов достигнет нуля, а следовательно, тиристор T_2 закроется.

После запираания тиристора T_2 на участке t_3 переходный процесс в схеме коммутации будет протекать аналогично процессу, показанному на рис. 4.28, *д*, а именно: ток i_c , имеющий колебательный характер, будет протекать по цепи $U_k - C - L_k - D_k - U_k$ до тех пор, пока он не достигнет момента перехода через нуль. В этот момент диод D_k закроется, а конденсатор C , зарядившись до напряжения U_c , сохранит это напряжение до конца отрезка времени t_c (рис. 4.30, *в, д*).

В заключение заметим, что в общем случае функции источника напряжения U_k может выполнять источник напряжения U , питающий цепь нагрузки.

Из сравнения рис. 4.30 с рис. 4.27 и 4.28 видно, что в схеме ШИП с последовательной коммутацией после запираания основного тиристора T_1 нагрузка оказывается отключенной как от источника питания U , так и от схемы гашения (коммутирующего устройства). Поэтому в ней отсутствует приток энергии в нагрузку из коммутирующего устройства на участке t_c , и среднее значение напряжения на ней $U_{н.ср} = \gamma U$ определяется только скважностью γ . В результате механические характеристики системы ШИП с последовательной коммутацией — Д имеют вид, изображенный на рис. 4.29 пунктирными линиями, т. е. являются более жесткими, чем в системах ШИП с параллельной коммутацией — Д.

Сравнив рис. 4.27 и 4.28 с рис. 4.30, легко убедиться, что подготовка коммутирующего устройства к выполнению функции гашения основного тиристора T_1 (зарядка конденсатора за время t_3) происходит в ШИП с последовательной коммутацией за время паузы t_2 , а не за время t_1 , как в ШИП с параллельной коммутацией. В этом заключается еще одно преимущество ШИП с последовательной коммутацией: время t_1 включенного состояния тиристора T_1 можно произвольно уменьшить, не опасаясь, что конденсатор не успеет зарядиться до напряжения, обеспечивающего надежное гашение этого тиристора, а следовательно, можно уменьшать скважность $\gamma = t_1/t_c$ до значений, близких нулю, т. е. регулировать частоту вращения двигателя вплоть до остановки.

Кроме того, процесс разрядки — зарядки коммутирующего конденсатора в схеме ШИП с последовательной коммутацией, происходящий в контуре $C - T_2 - L_1$, зависит от тока нагрузки, так как начальная энергия, запасенная в магнитном поле дросселя L_1 , пропорциональна току I_n . Поэтому максимальное напряжение U_c увеличивается с ростом тока нагрузки. Этот эффект обуславливает высокую перегрузочную способность таких преобразователей; они могут устойчиво работать при любых значениях тока нагрузки, обеспечивая работу машины в двигательном и генераторном режимах, и их применение перспективно для

создания следящих систем и систем управления двигателями с резко изменяющейся нагрузкой.

§ 4.17. Реверсивная система тиристорный ШИП — двигатель

Силовая часть реверсивных тиристорных ШИП чаще всего представляет собой мостовую схему на четырех силовых тиристорах, шунтированных обратными диодами, подобно транзисторным ШИП (см. рис. 4.24). Так же, как и в транзисторных, в тиристорных ШИП можно осуществить одновременную работу ключей-тириستоров (см. § 4.13). Однако более приемлемой для тиристорных ШИП является разновременная работа, при которой выходное напряжение на якоре двигателя имеет форму однополярных импульсов, потому что при этом вдвое уменьшаются пульсации тока якоря и в четыре раза — потери мощности от них, что существенно в относительно мощных тиристорных системах. Кроме того, это позволяет выбрать более низкую, чем при одновременной работе ключей, частоту коммутации тиристоров и тем самым снизить потери мощности в них на переключение. Механические

характеристики реверсивных систем тиристорный ШИП — Д при разновременном управлении такие же, как у систем с транзисторным ШИП (см. рис. 4.25, б).

Тиристорные ШИП могут быть выполнены с одним, общим для всех силовых тиристоров коммутирующим устройством или с отдельными для тиристоров правого и левого вращения коммутирующими устройствами.

На рис. 4.31 приведена схема части тиристорного ШИП с последовательной коммутацией и одним коммутирующим устройством, питающимся от общего с силовыми тири-

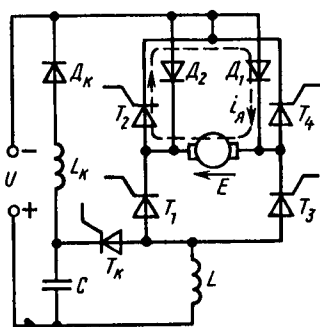


Рис. 4.31. Схема реверсивной системы тиристорный ШИП — Д

торами источника напряжения. Мостовая схема образована тиристорами $T_1 - T_4$, причем в зависимости от необходимого направления вращения якоря двигателя, включенного в диагональ моста, управляющие импульсы i_{y1} (см. рис. 4.30) подаются с помощью схемы управления либо на тиристоры T_1 и T_4 , либо на тиристоры T_2 и T_3 , осуществляя таким образом разновременную работу ключей. Последовательное коммутирующее устройство, состоящее из вспомогательного тиристора T_K , конденсатора C и дросселя L , в моменты подачи на тиристор T_K импульсов i_{y2} гасит в зависимости от направления вращения либо тиристор T_1 , либо тиристор T_3 . Тиристоры T_4 и T_2 не запираются, обеспечивая замыкание цепи для тока якоря i_a во время паузы t_2 . На рис. 4.31 пунктиром показан ток i_a , замыкающийся под действием ЭДС якоря E через T_2 и диод D_1 (при реверсе этот ток замыкается через тиристор T_4 и диод D_2). Зарядка коммутирующего

конденсатора происходит так же, как на схеме рис. 4.31, через диод D_k и дроссель L_k от напряжения сети U .

Структурная схема управления реверсивного ШИП аналогична изображенной на рис. 4.26, но должна быть дополнена устройством с поляризованным полупроводниковым реле, которое подает импульсы i_{y1} , вырабатываемые формирователем $ФИ_1$, на ту или иную пару основных тиристоров в зависимости от полярности управляющего сигнала U_y . При таком осуществлении реверса не требуется производить каких-либо других переключений ни в коммутирующем устройстве, ни в схеме управления, если на вход схемы сравнения СС управляющий сигнал U_y подается через выпрямитель, так как в этом случае его абсолютное значение определяет скважность γ (частоту вращения), а полярность — направление вращения исполнительного двигателя.

Оценка динамических свойств системы тиристорный ШИП — Д может быть выполнена с помощью методов, применяемых в теории непрерывных систем автоматического управления, потому что частоту коммутации тиристоров выбирают достаточно высокой ($t_{\pi} \ll T_m$, где T_m — электрохимическая постоянная времени двигателя), и пульсациями частоты вращения в результате сглаживающего влияния на них электромагнитной и электрохимической инерционности системы можно пренебречь. При таком подходе передаточная функция систем тиристорный ШИП — Д

$$W(p) = W_{\text{шип}}(p) W_{\text{дв}}(p).$$

Тиристорный ШИП в области малых сигналов, когда $|U_y| < U_{\text{он max}}$ (см. рис. 4.26, б), можно рассматривать как пропорциональное звено с временной задержкой: $W_{\text{шип}}(p) = k_U e^{-p\tau}$; $k_U = U_{\text{н.ср}}/U_y$, где τ — время задержки, вносимой схемой управления ШИП, или как безынерционное пропорциональное звено, если временем задержки можно пренебречь. Заметим, однако, что в ШИП с параллельной коммутацией напряжение ΔU , вносимое коммутирующим устройством, приводит к тому, что коэффициент усиления по напряжению k_U возрастает при уменьшении скважности γ и тока нагрузки (см. § 4.15).

При больших входных сигналах, когда $|U_y| \geq U_{\text{он max}}$, процессы управления в системе ШИП — Д аналогичны процессам в релейных системах и, следовательно, $U_{\text{н.ср}} = U \text{ sign } U_y$.

§ 4.18. Системы подчиненного регулирования параметров электроприводов

В настоящее время при создании систем регулирования применяют принцип последовательной коррекции или так называемого подчиненного регулирования, сущность которого состоит в следующем. Объект регулирования (обведен пунктиром на рис. 4.32, а) представляют в виде последовательно соединенных звеньев 4—6, выходными параметрами которых являются, например, угол поворота выходного вала следящей системы, частота вращения вала двигателя, ток в цепи якоря, магнитный поток, вращающий момент и т. п.

Для управления каждым из таких параметров создают отдельный регулятор 1—3, образующий с объектом контур, замкнутый соответ-

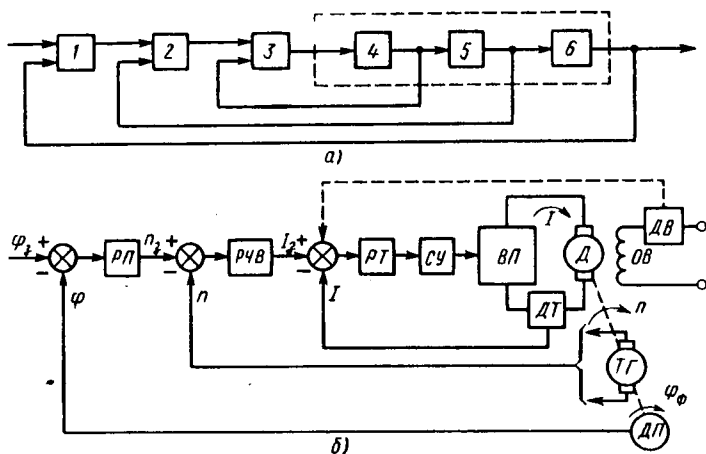


Рис. 4.32. Схемы подчиненного регулирования (а) и следящей (позиционной) системы с подчиненным регулированием частоты вращения и тока (б)

ствующей обратной связью, которая осуществляет регулирование только этого параметра.

Регуляторы соединяют последовательно так, что выход одного является входом другого. При этом замкнутые контуры регулирования образуют систему с внутренним контуром управления, состоящим из регулятора и одного из звеньев объекта управления, первым внешним контуром, включающим в себя внутренний контур и следующее звено объекта управления, вторым внешним контуром, образованным первым и следующим звеном объекта управления и т. д.

Выходной сигнал каждого внешнего контура является задающим для последующего, заключенного внутри него контура. Таким образом, каждый внутренний контур регулирования подчинен соответствующему внешнему, что и нашло отражение в названии этого принципа регулирования.

На рис. 4.32, б изображена структурная схема следящей системы, обрабатывающей заданный угол поворота φ , с подчиненным регулированием частоты вращения и тока, изменяемого вентильным преобразователем $ВП$ по сигналу от схемы управления $СУ$.

Основным регулятором является регулятор положения (угла поворота) $РП$, на вход которого с датчика положения $ДП$ поступает сигнал рассогласования, пропорциональный разности заданного φ_z и фактического φ_ϕ углов поворота выходного вала системы. Обратная связь этого внешнего контура создается, например, с помощью потенциометра, как в следящей системе на рис. 2.21.

Выходной сигнал регулятора положения является сигналом, задающим частоту вращения n , для подчиненного ему регулятора частоты вращения $РЧВ$, контур которого замыкается обратной связью через тахогенератор $ТГ$, подобно тому, как это сделано в системе регулирования частоты вращения на рис. 2.20.

Выходной сигнал регулятора частоты вращения является сигналом задания подчиненного ему регулятора тока PT , обратная связь в контуре которого осуществляется через датчик тока DT .

Преимуществом систем подчиненного регулирования по сравнению с системами независимого регулирования состоит в простоте анализа, синтеза и наладки системы. Это объясняется тем, что вся система разбивается на простейшие контуры, позволяющие настраивать каждый параметр отдельно, начиная с внутреннего, и делать это независимо от настройки внешнего параметра.

В таких системах легко можно ограничить значения параметров (например, пусковые токи при скачкообразных изменениях нагрузки на валу исполнительного двигателя или большие начальные рассогласования в следящих системах). Это достигается путем ограничения выходных сигналов предыдущего регулятора. При этом такое ограничение, в свою очередь, может зависеть от других параметров. Так, например, ограничение тока можно выполнить в зависимости от степени ослабления магнитного потока двигателя по сигналу от датчика тока возбуждения $DВ$ при регулировании во второй зоне управления, как показано пунктиром на рис. 4.32, б.

Недостатком систем подчиненного регулирования является некоторый проигрыш по быстродействию, связанный с последовательным воздействием на систему через внутренние контуры, а не сразу на входное звено объекта управления. В большинстве случаев этот недостаток не является существенным, а преимущества таких систем имеют решающее значение.

Часть вторая

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Глава 5

ТРАНСФОРМАТОРЫ ПИТАНИЯ

§ 5.1. Общие сведения

Трансформатором называют статический электромагнитный аппарат, служащий для преобразования переменного тока одного напряжения в переменный ток другого напряжения.

Трансформаторы можно подразделить на силовые и специальные.

Силовые трансформаторы применяют на большие мощности в энергосистемах при передаче электроэнергии от электростанций к потребителям. Для электропитания различных радиоэлектронных систем автоматики применяют трансформаторы питания небольшой мощности.

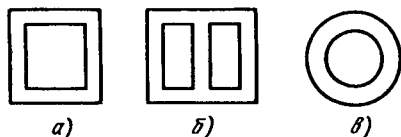
Специальные трансформаторы (автотрансформаторы, трансформаторы для преобразования числа фаз и частоты, выпрямительные, измерительные, вращающиеся и др.) используют в самых разнообразных системах радиоэлектроники, автоматики и вычислительной техники.

Основными частями трансформатора являются магнитопровод и обмотки.

Магнитопровод (сердечник) служит для усиления электромагнитной связи между обмотками. Магнитопроводы делят на пластинчатые и ленточные. Пластинчатые магнитопроводы собирают из листов электротехнической стали, изготовленных методом горячей прокатки и покрытых изоляционным лаком с целью уменьшения вихревых токов. Ленточные магнитопроводы выполняют из ленты холоднокатаной стали, обладающей меньшими удельными потерями и лучшими магнитными свойствами, чем горячекатаные. При изготовлении магнитопроводов для маломощных трансформаторов применяют электротехнические стали марок Э-42 и Э-320 толщиной 0,35 мм. По конструктивному выполнению пластинчатые и ленточные магнитопроводы делятся на стержневые (рис. 5.1, а), броневого (рис. 5.1, б) и кольцевые (рис. 5.1, в).

Обмотки трансформаторов выполняют из медных обмоточных проводов круглого или прямоугольного сечения. Чаще всего для обмо-

Рис. 5.1. Схемы магнитопроводов маломощных трансформаторов



ток маломощных трансформаторов применяют провод с эмаливой изоляцией марок ПЭЛ и ПЭВ, а также с хлопчатобумажной изоляцией марки ПБД. Обмотки выполняют в виде многovitковых цилиндрических катушек и располагают на гильзе (каркасе), изготовленной из электротехнического картона или другого изоляционного материала. Гильзу (каркас) укрепляют вместе с обмотками на стержне магнитопровода. Обмотки трансформатора содержат междуслойную, междуобмоточную и внешнюю изоляции.

Обмотки на стержневых и броневых магнитопроводах размещают по-разному. Размещение обмоток, представленное на рис. 5.2, а, применяют в высоковольтных трансформаторах. При этом достигается хорошая изоляция обмоток друг от друга. Недостаток такого расположения обмоток — большое рассеяние магнитного потока. Расположение обмоток, показанное на рис. 5.2, б, используют в низковольтных трансформаторах. Преимущества такой конструкции — малая индуктивность рас-

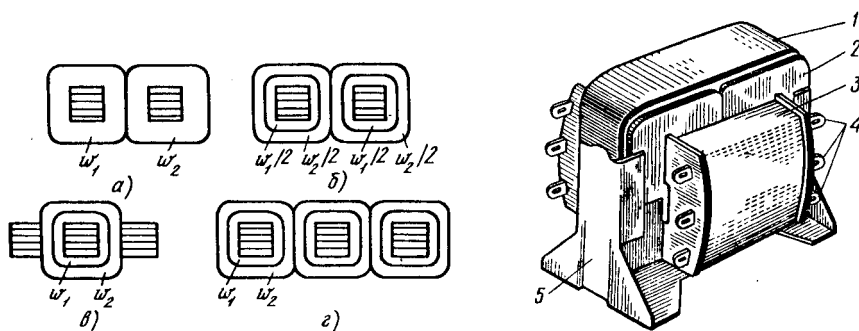


Рис. 5.2. Размещение обмоток на сердечниках трансформаторов

Рис. 5.3. Общий вид однофазного броневых трансформатора малой мощности:
1 — стяжная лента; 2 — броневой сердечник; 3 — обмотки; 4 — выводы; 5 — обойма

сеяния вследствие меньшего числа витков на каждой катушке, а также меньшей толщины намотки, лучшее охлаждение.

Основными достоинствами броневых трансформатора (рис. 5.2, в) являются следующие: использование одной катушки вместо двух, высокий коэффициент заполнения окна, частичная защита обмотки от механических повреждений.

На рис. 5.2, г показано размещение обмоток трехфазного двухобмоточного трансформатора на магнитопроводе стержневого типа. На каждом стержне размещают катушку с двумя обмотками — первичной и вторичной.

Обмотку, подключаемую к источнику питания, называют *первичной*, а присоединяемую к нагрузке — *вторичной* (в многообмоточном трансформаторе может быть несколько вторичных обмоток). На рис. 5.3 представлен общий вид броневых маломощного трансформатора.

§ 5.2. Основные уравнения однофазного трансформатора

Работа любого трансформатора основана на явлении электромагнитной индукции. Если к первичной обмотке трансформатора подвести напряжение u_1 при разомкнутой вторичной обмотке (холостой ход), то по первичной обмотке потечет ток холостого хода i_0 . Обусловленная этим током МДС $i_0 w_1$ первичной обмотки, имеющей w_1 витков, создаст в трансформаторе магнитный поток. Большая часть этого потока замыкается по сердечнику, так как магнитная проницаемость стали во много раз больше магнитной проницаемости воздуха. Поток в сердечнике Φ сцеплен с обеими обмотками, поэтому в первичной обмотке наводится ЭДС

$$e_1 = -w_1(d\Phi/dt), \quad (5.1)$$

а во вторичной

$$e_2 = -w_2(d\Phi/dt). \quad (5.2)$$

Если ко вторичной обмотке подключить нагрузочное сопротивление Z_H , то по обмотке потечет ток i_2 , а его МДС $i_2 w_2$ создаст магнитный поток Φ_2 , который, согласно правилу Ленца, направлен навстречу потоку Φ . В сердечнике образуется результирующий поток, который почти равен потоку Φ , имевшему место при холостом ходе. Это происходит потому, что размагничивающее действие потока Φ_2 компенсируется увеличением МДС $i_1 w_1$ на значение $-i_2 w_2$. Таким образом, в нагрузочном режиме первичная обмотка должна создать МДС

$$i_1 w_1 = i_0 w_1 + (-i_2 w_2),$$

где МДС $i_0 w_1$ идет на создание потока в сердечнике. Поток Φ , замыкающийся по сердечнику (рис. 5.4), называют *основным потоком*. С МДС $i_0 w_1$, а следовательно, и с током i_0 поток Φ связан нелинейной зависимостью. При синусоидальном потоке Φ из-за насыщения стали ток i_0 несинусоидален. Из-за потерь в стали сердечника трансформатора поток Φ отстает по фазе от i_0 на угол магнитного запаздывания ρ .

Помимо основного потока в трансформаторе существуют потоки рассеяния, которые замыкаются по воздуху. Упрощенно считают, что поток рассеяния Φ_{s1} охватывает витки только первичной обмотки, а Φ_{s2} — только вторичной. Поток Φ_{s1} пропорционален i_1 , а поток Φ_{s2} — i_2 . При анализе работы трансформатора необходимо учитывать падения напряжения на активных сопротивлениях первичной (r_1) и вторичной (r_2) обмоток.

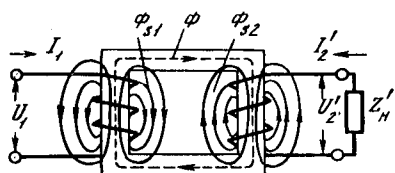
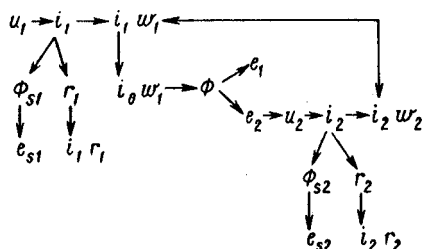


Рис. 5.4. Схема трансформатора под нагрузкой

Физический процесс, который происходит в трансформаторе при нагрузке, схематически можно представить следующим образом:



Если поток Φ изменяется во времени синусоидально, т. е. $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$, то

$$e_1 = -w_1 \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = -\omega w_1 \Phi_m \cos \omega t = 2\pi f w_1 \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2);$$

$$e_2 = -w_2 \frac{d(\Phi_m \sin \omega t)}{dt} = 2\pi f w_2 \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2). \quad (5.3)$$

Уравнения (5.3) показывают, что ЭДС e_1 и e_2 отстают по фазе от потока Φ на угол $\pi/2$.

Действующие значения этих ЭДС соответственно

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w_1 f \Phi_m = 4,44 w_1 \Phi_m; \quad (5.4)$$

$$E_2 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w_2 f \Phi_m = 4,44 w_2 \Phi_m. \quad (5.5)$$

Отношение ЭДС

$$E_1/E_2 = w_1/w_2 = K \quad (5.6)$$

называют коэффициентом трансформации.

Система дифференциальных уравнений, описывающая процессы в трансформаторе, имеет вид

$$u_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt} + L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 r_1;$$

$$u_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 r_2;$$

$$i_1 w_1 = i_2 w_2,$$

или, учитывая (5.1) и (5.2),

$$u_1 = -e_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + i_1 r_1;$$

$$u_2 = e_2 - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 r_2;$$

$$i_1 w_1 = i_0 w_1 - i_2 w_2.$$

При синусоидальном напряжении u_1 поток Φ , ЭДС e_1 и e_2 и токи i_1 и i_2 — синусоидальные функции времени. Несинусоидальный ток i_0 заменяют эквивалентным синусоидальным. Тогда система уравнений трансформатора в комплексной форме примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 x_{s1} + \dot{I}_1 r_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_2 - j\omega L_2 \dot{I}_2 - \dot{I}_2 r_2 = \dot{E}_2 + j\dot{I}_2 x_{s2} - \dot{I}_2 r_2; \\ \dot{I}_1 w_1 &= \dot{I}_0 w_1 - \dot{I}_2 w_2, \end{aligned} \quad (5.7)$$

где $x_{s1} = \omega L_1$ — индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки; $x_{s2} = \omega L_2$ — индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки.

Так как потоки рассеяния и активные сопротивления обмоток трансформатора малы, действующие значения напряжения U_1 и ЭДС E_1 приближенно равны: $U_1 \approx E_1 = 4,44 w_1 f \Phi_m$. При неизменных напряжении и частоте основной магнитный поток $\Phi_m = U_1 / (4,44 w_1 f)$, а следовательно, и создающий его ток i_0 при изменении нагрузки, т. е. тока i_2 (от холостого хода до номинальной), остаются почти постоянными.

§ 5.3. Приведенные параметры трансформатора

Так как в общем случае $w_1 \neq w_2$, то $E_1 \neq E_2$, $I_1 \neq I_2$. Соответственно при разных ЭДС и токах параметры обмоток, т. е. их активные и индуктивные сопротивления, различны. Это затрудняет количественный учет процессов, происходящих в трансформаторе, особенно при больших коэффициентах трансформации K . Поэтому обе обмотки трансформатора приводят к одному числу витков, обычно к числу витков первичной обмотки. Для этого пересчитывают вторичную обмотку с числом витков w_2 на эквивалентную ей первичную обмотку, имеющую число витков w_1 , при условии, что эта операция не отразится на режиме работы первичной цепи.

Все параметры, относящиеся к приведенной вторичной обмотке, называют *приведенными*. Приведенная вторичная ЭДС $E'_2 = (w_1/w_2) E_2 = K E_2 = E_1$. В таком же отношении изменяются другие ЭДС и напряжение на вторичной обмотке.

При приведении вторичной обмотки к первичной ее полная мощность не должна измениться, т. е. $E'_2 I'_2 = E_2 I_2$, следовательно, приведенный вторичный ток $I'_2 = (E_2/E'_2) I_2 = (1/K) I_2$.

При приведении вторичной обмотки к первичной потери в меди действительной и приведенной обмоток должны быть равны, поэтому $I_1^2 r'_2 = I_2^2 r_2$, откуда приведенное активное сопротивление $r'_2 = (I_2/I'_2)^2 r_2 = K^2 r_2$.

Индуктивность L_2 , а следовательно, и индуктивное сопротивление зависят от квадрата числа витков:

$$x'_{s2} = (w_1/w_2)^2 x_{s2} = K^2 x_{s2}.$$

Система уравнений (5.7) для приведенного трансформатора имеет вид:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 x_{s1} + \dot{I}_1 r_1; \\ U'_2 &= \dot{E}'_2 - j\dot{I}'_2 x'_{s2} - \dot{I}'_2 r'_2; \\ \dot{I}_1 w_1 &= \dot{I}_0 w_1 - \dot{I}'_2 w_1.\end{aligned}\quad (5.8)$$

Таким образом, уравнение для токов можно представить в виде

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}'_2. \quad (5.9)$$

§ 5.4. Векторные диаграммы и схемы замещения трансформатора

Используя комплексные уравнения (5.8) и (5.9), построим векторную диаграмму приведенного трансформатора для активно-индуктивной нагрузки $Z'_n = r'_n + jx'_n$ (рис. 5.5, а).

Отложим вектор основного потока Φ_m в положительном направлении оси абсцисс. Под углом ρ к нему проведем вектор тока холостого хода $\dot{I}_0$, который разложим на реактивную составляющую $\dot{I}_{0x}$, совпадающую по фазе с Φ_m , и активную составляющую $\dot{I}_{0a}$, опережающую по фазе Φ_m на 90° ($I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0x}^2}$). Векторы ЭДС $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2$ отстают по фазе от магнитного потока на 90° . Вектор тока $\dot{I}'_2$ отложим под углом $\psi_2 = \arctg(x'_{s2} + x'_n)/(r'_2 + r'_n)$ к вектору $\dot{E}'_2$.

Вектор вторичного напряжения $\dot{U}'_2$ опережает вектор тока $\dot{I}'_2$ на угол $\varphi_2 = \arctg(x'_n/r'_n)$. Сложение векторов $\dot{E}'_2$, $-j\dot{I}'_2 x'_{s2}$ и $-\dot{I}'_2 r'_2$ должно соответствовать второму уравнению системы (5.8).

Из уравнения (5.9) определим $\dot{I}_1$. В соответствии с первым уравнением (5.8), складывая векторы $-\dot{E}_1$, $\dot{I}_1 r_1$ и $j\dot{I}_1 x_{s1}$, получим вектор приложенного напряжения U_1 и сдвиг φ_1 между векторами $\dot{U}_1$ и $\dot{I}_1$.

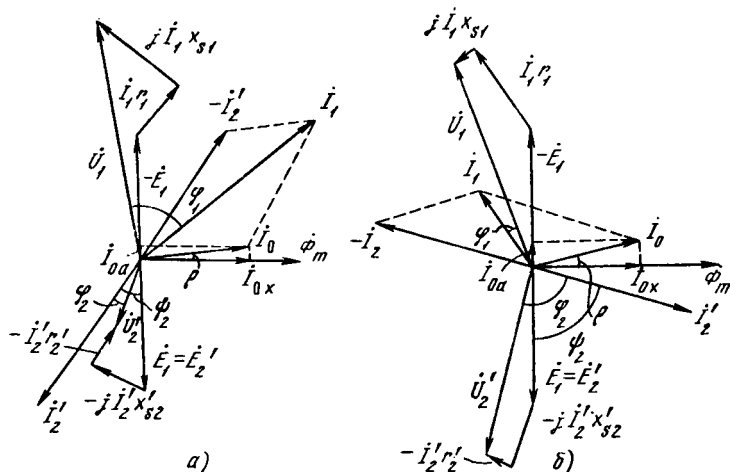


Рис. 5.5. Векторные диаграммы трансформатора

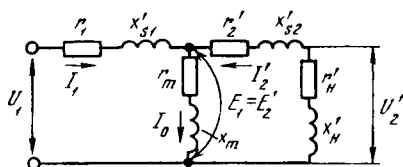


Рис. 5.6. Схема замещения трансформатора

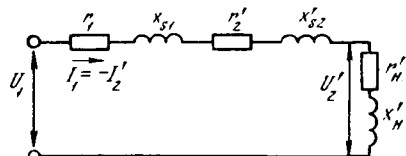


Рис. 5.7. Упрощенная схема замещения трансформатора

Аналогично построена векторная диаграмма трансформатора при активно-емкостной нагрузке (рис. 5.5, б).

Векторные диаграммы трансформатора можно представить в более удобном для расчетов виде, пользуясь эквивалентной схемой или схемой замещения. В этом случае магнитные связи между цепями заменяются электрическими. Заменяем трансформатор некоторой схемой, сопротивление которой $Z_{\text{эк}}$ определим из уравнений (5.8) и (5.9).

Представим эти уравнения в следующем виде:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{I}_0 Z_m + j\dot{I}_1 x_{s1} + \dot{I}_1 r_1; \\ \dot{I}_2 Z_n' &= -\dot{I}_0 Z_m - j\dot{I}_2' x_{s2}' - \dot{I}_2' r_2'; \\ \dot{I}_0 &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2',\end{aligned}\quad (5.10)$$

где $-\dot{I}_0 Z_m = \dot{E}_1 = \dot{E}_2'$; $\dot{I}_2 Z_n' = \dot{U}_2'$.

Сопротивление Z_m , называемое *сопротивлением ветви намагничивания*, имеет активную составляющую r_m , учитывающую потери в стали трансформатора, и индуктивную x_m , являющуюся индуктивным сопротивлением взаимной индукции обмоток, т. е. $Z_m = r_m + jx_m$. Решая систему (5.10) относительно тока $\dot{I}_1$, получим

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \left\{ (r_1 + jx_{s1}) + \frac{Z_m [(r_2' + jx_{s2}') + Z_n']}{Z_m + Z_n' + (r_2' + jx_{s2}')} \right\} = \dot{I}_1 Z_{\text{эк}}.$$

Схема замещения трансформатора представлена на рис. 5.6. Уравнения, составленные согласно законам Кирхгофа для этой схемы, аналогичны уравнениям (5.10). Следовательно, все связи между токами и напряжениями трансформатора можно рассчитать с помощью схемы замещения. В этой схеме Z_m — нелинейный элемент (зависит от насыщения). Так как работа трансформатора исследуется при $U_1 = \text{const}$, все параметры схемы замещения трансформатора можно считать постоянными.

Для построения векторной диаграммы трансформатора пользуются упрощенной схемой замещения (рис. 5.7). В схеме отсутствует ветвь намагничивания, так как при практических исследованиях нагруженного трансформатора пренебрегают током холостого хода I_0 , который много меньше тока I_1 .

При построении векторной диаграммы для активно-индуктивной нагрузки вектор напряжения $-\dot{U}_2'$ откладывают под углом φ_2 относительно вектора тока $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2' = \dot{I}_{1n} = -\dot{I}_{2n}'$ (рис. 5.8, а). В результате спо-

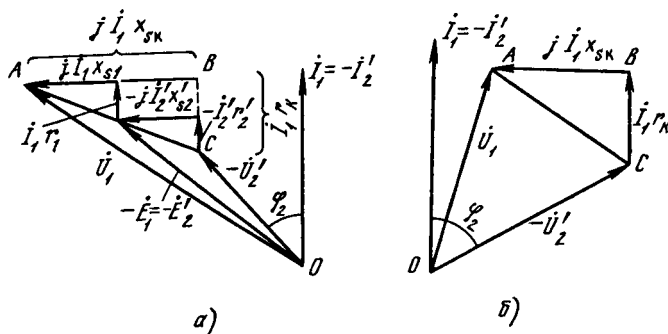


Рис. 5.8. Упрощенные векторные диаграммы трансформатора

жения векторов $-\dot{U}'_2$, $-I'_2 r'_2$ и $-jI'_2 x'_{s2}$ получают вектор ЭДС $-\dot{E}'_2 = -\dot{E}_1$. Затем к вектору $-\dot{E}_1$ прибавляют векторы $I_1 r_1$ и $jI_1 x_{s1}$ и получают вектор напряжения $\dot{U}_1$. Треугольник ABC , выделенный везде при построении диаграммы, называют *треугольником короткого замыкания*. Учитывая, что $I_1 = I_{1н}$, а $I'_2 = I'_{2н}$, найдем стороны треугольника короткого замыкания:

$$BC = I_{1н}(r_1 + r'_2) = I'_{2н}(r_1 + r'_2) = I_{1н}r_k = U_{ka};$$

$$AB = I_{1н}(x_{s1} + x'_{s2}) = I'_{2н}(x_{s1} + x'_{s2}) = I_{1н}x_{sk} = U_{kx};$$

$$AC = I_{1н}z_k = I'_{2н}z_k = U_{kн},$$

где $r_k = r_1 + r'_2$; $x_{sk} = x_{s1} + x'_{s2}$; $z_k = \sqrt{r_k^2 + x_{sk}^2}$ — соответственно активное, индуктивное и полное сопротивления короткого замыкания; U_{ka} , U_{kx} — активная и реактивная составляющие номинального напряжения короткого замыкания $U_{kном}$, которое подводят к первичной обмотке трансформатора при опытном коротком замыкании (вторичная обмотка трансформатора замкнута накоротко). При $U_{kном}$ токи в обмотках равны номинальным значениям $I_{1ном}$ и $I'_{2ном}$. Напряжение $U_{kном}$ выражают в процентах от первичного номинального напряжения:

$$u_{kном} = (U_{kном}/U_{1ном}) 100 = (I_{1ном}z_{k75^\circ}/U_{1ном}) 100, \quad (5.11)$$

где z_{k75° — полное сопротивление обмоток трансформатора при 75°C .

Аналогично в процентах выражают и составляющие напряжения короткого замыкания:

$$u_{ka} = (I_{1ном}r_{k75^\circ}/U_{1ном}) 100 = U_{kном} \cos \varphi_k; \quad (5.12)$$

$$u_{kx} = (I_{1ном}x_{sk}/U_{1ном}) 100 = U_{kном} \sin \varphi_k. \quad (5.13)$$

Сопротивления r_{k75° и z_{k75° приводят к температуре 75°C по формулам

$$r_{k75^\circ} = r_{k\theta} [1 + \alpha(75^\circ - \theta)]; \quad (5.14)$$

$$z_{k75^\circ} = \sqrt{r_{k75^\circ}^2 + x_{sk}^2},$$

где $r_{k\theta}$ — сопротивление при температуре окружающей среды θ ; α — температурный коэффициент (для меди $\alpha = 0,004 \text{ град}^{-1}$).

В мощных трансформаторах $u_{k\text{ном}} = 5 \div 8\%$, а в маломощных $u_{k\text{ном}} = 10 \div 17\%$. Аналогично рис. 5.8, а строят векторную диаграмму трансформатора для случая активно-емкостной нагрузки (рис. 5.8, б). Для определения изменения вторичного напряжения сделаем дополнительное построение на векторной диаграмме (рис. 5.9). Из точки А проведем прямую AD, перпендикулярную продолжению вектора $-\dot{U}'_2$. С достаточной точностью можно считать, что отрезок CD является арифметической разностью напряжений $U_{1\text{ном}}$ и $-U'_2$, т. е. $U_{1\text{ном}} - U'_2 = CD = CE + DE = CE + BF$,

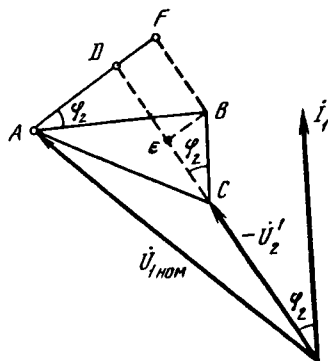


Рис. 5.9. К определению ΔU_2

где

$$CE = I_1 r_{k75^\circ} \cos \varphi_2; \quad BF = I_1 x_{sk} \sin \varphi_2.$$

Тогда

$$U_{1\text{ном}} - U'_2 = I_1 r_{k75^\circ} \cos \varphi_2 + I_1 x_{sk} \sin \varphi_2.$$

Изменение вторичного напряжения (%)

$$\Delta U_2 = \frac{U_{1\text{ном}} - U'_2}{U_{1\text{ном}}} 100 = \left(\frac{I_1 r_{k75^\circ}}{U_{1\text{ном}}} 100 \cos \varphi_2 + \frac{I_1 x_{sk}}{U_{1\text{ном}}} 100 \sin \varphi_2 \right) I_{1\text{ном}} / I_{1\text{ном}},$$

или

$$\begin{aligned} \Delta U_2 &= \frac{I_1}{I_{1\text{ном}}} \frac{I_{1\text{ном}} r_{k75^\circ}}{U_{1\text{ном}}} 100 \cos \varphi_2 + \\ &+ \frac{I_1}{I_{1\text{ном}}} \frac{I_{1\text{ном}} x_{sk}}{U_{1\text{ном}}} 100 \sin \varphi_2 = k_n (u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kx} \sin \varphi_2), \end{aligned} \quad (5.15)$$

где $I_1 / I_{1\text{ном}} = I'_2 / I'_{2\text{ном}} = I_2 / I_{2\text{ном}} = k_n$ называют коэффициентом нагрузки. Из выражения (5.15) следует, что ΔU_2 зависит не только от значения, но и характера (от угла φ_2) нагрузки.

На рис. 5.10 приведен график $\Delta U_2 = f(\cos \varphi_2)$ при $k_n = \text{const}$. Отрицательное значение ΔU_2 соответствует повышению напряжения U_2 при активно-емкостной нагрузке трансформатора (см. рис. 5.5, б).

Зависимость $\Delta U_2 = f(k_n)$ при $\cos \varphi = \text{const}$ носит линейный характер. Вместо последней зависимости практически рассматривают внешние характеристики $U_2 = f(I_2)$ при $\cos \varphi_2 = \text{const}$.

На рис. 5.11 приведены внешние характеристики трансформатора при различном характере нагрузок. Они показывают, что при активной (прямая 2) и активно-индуктивной (прямая 3) нагрузках с увеличением тока I_2 вторичное напряжение уменьшается, а при активно-емкостной (прямая 1) возрастает.

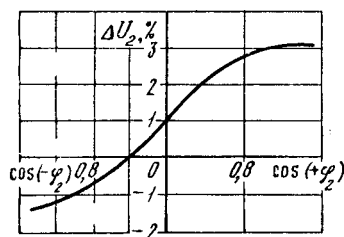


Рис. 5.10. График зависимости $\Delta U_2 = f(\cos \varphi_2)$ при $K_H = \text{const}$

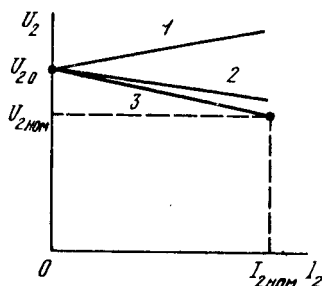


Рис. 5.11. Внешние характеристики трансформатора при различном характере нагрузок

Параметры схемы замещения трансформатора могут быть определены расчетным или опытным путем. В последнем случае проводят опыты холостого хода и короткого замыкания.

§ 5.5. Опыты холостого хода и короткого замыкания трансформатора

Под холостым ходом трансформатора понимают такой режим его работы, при котором к первичной обмотке подводится напряжение, а вторичная обмотка разомкнута ($I_2 = 0$). В этом случае система уравнений (5.8) примет такой вид:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + j\dot{I}_0 x_{s1} + \dot{I}_0 r_1; \\ \dot{U}'_{20} &= \dot{E}'_2; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0.\end{aligned}\quad (5.16)$$

Согласно (5.16) на рис. 5.12 построена векторная диаграмма в режиме холостого хода. Опыт холостого хода трансформатора проводят по схеме, представленной на рис. 5.13. К первичной обмотке подводят номинальное напряжение $U_{1ном}$ и измеряют ток I_0 , мощность P_0 и напряжение U_{20} .

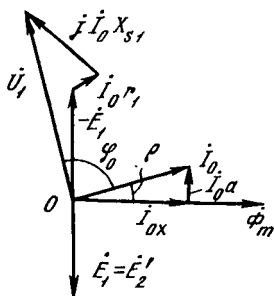
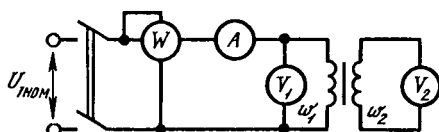


Рис. 5.12. Векторная диаграмма трансформатора в режиме холостого хода

Рис. 5.13. Схема трансформатора при опыте холостого хода



Опыт холостого хода позволяет определить следующие параметры трансформатора:

1) коэффициент трансформации $K = E_1/E_2 = w_1/w_2 \approx U_{1\text{ном}}/U_{20}$, равный отношению первичного и вторичного напряжений при холостом ходе;

2) ток холостого хода, выраженный в процентах, $i_0 = (I_0/I_{1\text{ном}}) 100$;

3) мощность холостого хода $P_0 = U_{1\text{ном}} I_0 \cos \varphi_0$ или, исходя из схемы замещения, $P_0 = I_0^2 (r_1 + r_m)$. Обычно $r_m \gg r_1$, поэтому мощность P_0 идет в основном на покрытие потерь в стали трансформатора, т. е. $P_0 \approx P_{\text{ст}} = I_0^2 r_m$. В маломощных трансформаторах потери в стали рассчитывают с учетом электрических потерь в первичной обмотке:

$$P_{\text{ст}} = P_0 - I_0^2 r_1; \quad (5.17)$$

4) параметры цепи намагничивания Z_m , r_m , x_m , которые для трансформаторов определяют по формулам:

$$r_m = P_{\text{ст}}/I_0^2 = (P_0 - I_0^2 r_1)/I_0^2;$$

$$Z_0 = (r_1 + jx_{s1}) + (r_m + jx_m) = (r_1 + r_m) + j(x_{s1} + x_m).$$

При этом для маломощных трансформаторов потоками рассеяния пренебрегают, т. е. считают $x_{s1} \approx 0$. Тогда

$$Z_0 = U_{1\text{ном}}/I_0 = \sqrt{(r_1 + r_m)^2 + x_m^2},$$

откуда

$$x_m = \sqrt{(U_{1\text{ном}}/I_0)^2 - (r_1 + r_m)^2}; \quad Z_m = \sqrt{r_m^2 + x_m^2}.$$

Сопротивления r_1 и x_{s1} при холостом ходе не учитывают, поэтому

$$Z_m = U_{1\text{ном}}/I_0 = \sqrt{r_m^2 + x_m^2}; \quad r_m = P_{\text{ст}}/I_0^2; \quad x_m = \sqrt{Z_m^2 - r_m^2}.$$

Под коротким замыканием трансформатора понимают такой режим работы, при котором его вторичная обмотка замкнута накоротко ($U_2 = 0$). В этом случае система уравнений (5.8) примет вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + j\dot{I}_1 x_{s1} + \dot{I}_1 r_1;$$

$$0 = \dot{E}_2' - j\dot{I}_2' x_{s2}' - \dot{I}_2' r_2';$$

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

Короткое замыкание при номинальном первичном напряжении опасно для трансформатора, так как токи в его обмотках во много раз превысят номинальные значения. Поэтому опыт короткого замыкания проводят при пониженном напряжении по схеме, аналогичной рис. 5.13, только зажимы вторичной обмотки замыкают накоротко, т. е. вместо вольтметра V_2 включают амперметр A . При проведении этого опыта ЭДС $\dot{E}_1$, а следовательно, и магнитный поток в сердечнике Φ малы, так как мало напряжение $\dot{U}_1$. Для создания такого потока требуется очень малый ток I_0 и его значением обычно пренебрегают. Тогда уравнение (5.9) принимает вид $\dot{I}_1 = -\dot{I}_2'$.

Схема замещения трансформатора аналогична рис. 5.7, если исключить из нее r'_n и x'_n . Векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании аналогична векторной диаграмме трансформатора, работающего под нагрузкой (см. рис. 5.5, а), если пренебречь в ней током I_0 и учесть, что $\dot{U}'_2 = 0$.

Если в векторной диаграмме (рис. 5.8, а) $\dot{U}'_2 = 0$, то получим векторную диаграмму трансформатора при коротком замыкании, построенную по схеме замещения, т. е. определим треугольник короткого замыкания.

Опыт короткого замыкания позволяет рассчитать следующие параметры:

1) *параметры схемы замещения*: $z_k = U_{k\text{ном}}/I_{1\text{ном}}$; $r_k = P_{k\text{ном}}/I_{1\text{ном}}^2$; $x_{sk} = \sqrt{z_k^2 - r_k^2}$. Сопротивления r_k и z_k приводят к условной рабочей температуре 75°C, пользуясь формулой (5.14);

2) *коэффициент мощности* $\cos \varphi_k = r_{k\ 75^\circ}/z_{k\ 75^\circ}$;

3) *мощность потерь* $P_{k\text{ном}} = I_{1\text{ном}}^2 r_1 + I_{2\text{ном}}^2 r_2' = I_{1\text{ном}}^2 r_k$.

Так как при коротком замыкании основной магнитный поток очень мал, то потерями в стали, вызванными им, практически пренебрегают. Следовательно, номинальная мощность $P_{k\text{ном}}$ идет почти полностью на покрытие электрических потерь в обмотках трансформатора.

Как и сопротивления, мощность потерь $P_{k\text{ном}}$ приводят к температуре 75°C: $P_{k\text{ном}} = I_{1\text{ном}}^2 r_{k\ 75^\circ}$;

4) *напряжение* $u_{k\text{ном}}$ и его составляющие u_{ka} , u_{kx} , которые находят по уравнениям (5.11), (5.12) и (5.13).

§ 5.6. Мощность потерь и КПД трансформатора

КПД трансформатора определяют как отношение активной мощности на нагрузке к активной мощности, потребляемой из сети:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1}.$$

Обычно КПД находят по формуле

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \sum P} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{\text{ст}} + P_{\text{м}}},$$

где $\sum P = P_{\text{ст}} + P_{\text{м}}$ — суммарная мощность потерь в трансформаторе. Мощность потерь в стали $P_{\text{ст}}$ в зависимости от мощности трансформатора принимают равной мощности потерь при холостом ходе P_0 или определяют по формуле (5.17). Мощность потерь в стали $P_{\text{ст}}$ не зависит от нагрузки и ее считают постоянной.

Мощность электрических потерь $P_{\text{м}}$ в обмотках трансформатора пропорциональна квадрату тока: $P_{\text{м}} = P_k = I_1^2 r_{k\ 75^\circ}$. В обычных условиях $\cos \varphi_2 = \text{const}$; $U_2 = U_{2\text{ном}} = \text{const}$. Тогда

$$\eta = \frac{U_{2\text{ном}} I_2 (I_{2\text{ном}}/I_{2\text{ном}}) \cos \varphi_2}{U_{2\text{ном}} I_2 (I_{2\text{ном}}/I_{2\text{ном}}) \cos \varphi_2 + P_{\text{ст}} + I_1^2 r_{k\ 75^\circ} (I_{1\text{ном}}/I_{1\text{ном}})^2},$$

или

$$\eta = \frac{k_n P_{\text{ном}} \cos \varphi_2}{k_n P_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + P_{\text{ст}} + k_n^2 P_{k \text{ ном}}},$$

где $P_{\text{ном}} = U_{2 \text{ ном}} I_{2 \text{ ном}}$. Максимальное значение КПД получают при оптимальном коэффициенте k_n , для которого мощность потерь в стали равна электрической мощности:

$$k_{n \text{ опт}}^2 P_{k \text{ ном}} = P_{\text{ст}},$$

откуда $k_{n \text{ опт}} = \sqrt{P_{\text{ст}}/P_{k \text{ ном}}}$.

КПД мощных трансформаторов $\eta = 0,96 \div 0,99$; маломощных $\eta = 0,6 \div 0,92$. Максимальное значение КПД получают при нагрузках, соответствующих $k_{n \text{ опт}} = 0,5 \div 0,8$.

§ 5.7. Трехфазные трансформаторы

В промышленных установках средней и большой мощности используют выпрямительные схемы, питающиеся от сети трехфазного переменного тока. Для питания этих схем применяют трехфазные трансформаторы. Трехфазные трансформаторы бывают *групповые* (рис. 5.14), в которых трансформатор выполнен из трех однофазных и каждый из трансформаторов группы работает как обычный однофазный, и *трехстержневые* (рис. 5.15).

Первичные и вторичные обмотки соединяют звездой (Υ) или треугольником (Δ). При этом схемы соединения обозначают дробью, указывая в числителе схему соединения обмоток высшего, а в знаменателе — обмоток низшего напряжения, например Υ/Υ (рис. 5.15). В групповом трехфазном трансформаторе магнитная система симметричная, что дает возможность получить симметричное трехфазное напряжение со вторичных обмоток при питании первичных обмоток от трехфазной сети, фазовые напряжения которой сдвинуты на $1/3$ периода.

При исследовании работы группового трехфазного трансформатора можно каждый из трех трансформаторов рассматривать отдельно. Поэтому полученные ранее уравнения для однофазного трансформатора, его векторные диаграммы и схемы замещения можно полностью использовать при рассмотрении процессов в каждой фазе группового трехфазного трансформатора.

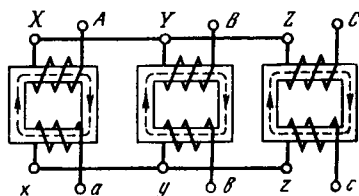


Рис. 5.14. Схема группового трехфазного трансформатора

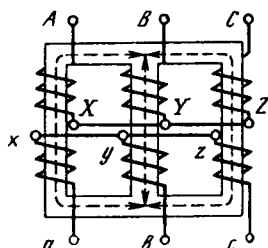


Рис. 5.15. Схема трехстержневого трехфазного трансформатора

В трехстержневом трансформаторе геометрическая сумма магнитных потоков в отдельных стержнях в любой момент времени равна нулю. В связи с этим отпадает надобность в специальных участках магнитопровода, необходимых лишь для создания замкнутой магнитной цепи каждой фазы. Магнитный поток любой из фаз может замыкаться через стержни, на которых расположены обмотки двух остальных фаз. В этом преимущество такого трансформатора, так как масса магнитопровода уменьшается. Однако в этом заключается и его недостаток, состоящий в том, что магнитные сопротивления средней и крайних фаз отличаются из-за различного пути для магнитного потока в этих фазах. Неравенство магнитных сопротивлений (асимметрия) приводит к неравенству намагничивающих токов. Указанная несимметрия трансформатора в схемах питания выпрямителей создает дополнительную переменную составляющую выпрямленного напряжения.

В трехстержневом трехфазном трансформаторе все шесть обмоток размещены на общем сердечнике, поэтому при составлении уравнений следует учитывать взаимное влияние обмоток. При определенных условиях уравнения для каждой фазы данного трансформатора сводят к уравнениям однофазного трансформатора. Поэтому все зависимости, полученные ранее, могут быть применимы при расчете каждой фазы трехфазного трансформатора.

Коэффициент трансформации в таком трансформаторе определяют как отношение линейных напряжений, поэтому он зависит не только от числа витков фазных обмоток, но и от схемы их соединения.

Глава 6

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 6.1. Многообмоточные трансформаторы

Для питания различных систем радиоэлектроники, автоматики и вычислительной техники широкое применение находят многообмоточные трансформаторы. Рассмотрим работу такого трансформатора на примере трансформатора с одной первичной и двумя вторичными обмотками (рис. 6.1). Так как магнитный поток, созданный в сердечнике при питании первичной обмотки от сети, пронизывает первичную и обе вторичные обмотки, индуцированные в них ЭДС прямо пропорциональны числу витков этих обмоток. Таким образом, в режиме холостого хода работа многообмоточного трансформатора ничем не отличается от работы двухобмоточного трансформатора.

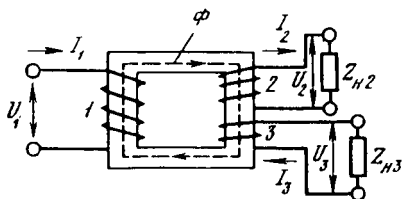


Рис. 6.1. Схема трехобмоточного трансформатора

Если ко вторичным обмоткам подключены нагрузки, то по второму закону Кирхгофа можно записать следующие уравнения:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j \dot{I}_1 x_{s1}; \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 r'_2 - j \dot{I}'_2 x'_{s2}; \\ \dot{U}'_3 &= \dot{E}'_3 - \dot{I}'_3 r'_3 - j \dot{I}'_3 x'_{s3},\end{aligned}\quad (6.1)$$

где $\dot{I}'_2 = (w_2/w_1) \dot{I}_2 = (1/K_{12}) \dot{I}_2$; $\dot{I}'_3 = (w_3/w_1) \dot{I}_3 = (1/K_{13}) \dot{I}_3$ — приведенные токи ($K_{12} = w_1/w_2$, $K_{13} = w_1/w_3$ — коэффициенты трансформации соответствующих пар обмоток); $\dot{E}'_2 = K_{12} \dot{E}_2$; $\dot{E}'_3 = K_{13} \dot{E}_3$ — приведенные ЭДС; $r'_2 = K_{12}^2 r_2$; $x'_{s2} = K_{12}^2 x_{s2}$; $r'_3 = K_{13}^2 r_3$; $x'_{s3} = K_{13}^2 x_{s3}$ — приведенные сопротивления.

В приведенном трансформаторе $\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = \dot{E}'_3$. Пренебрегая намагничивающим током, можно записать $\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = 0$.

Соотношения (6.1) позволяют определить падения напряжения в трансформаторе при нагрузке. Для расчета падения напряжения в паре обмоток 1 — 2 необходимо вычесть из вектора $\dot{U}_1$ вектор $-\dot{U}'_2$. После несложных преобразований получим

$$\dot{U}_1 - (-\dot{U}'_2) = \dot{I}_1 (r_1 + jx_{s1}) - \dot{I}'_2 (r'_2 + jx'_{s2}) = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}'_2 Z'_2. \quad (6.2)$$

Аналогично, вычисляя падение напряжения в паре обмоток 1 — 3, найдем

$$\dot{U}_1 - (-\dot{U}'_3) = \dot{I}_1 (r_1 + jx_{s1}) - \dot{I}'_3 (r'_3 + jx'_{s3}) = \dot{I}_1 Z_1 - \dot{I}'_3 Z'_3. \quad (6.3)$$

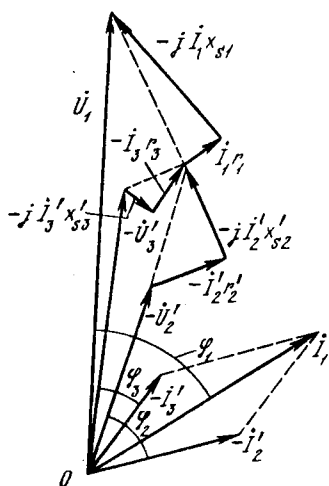
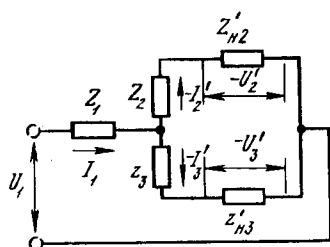
Равенства (6.2) и (6.3) можно объединить в одно уравнение:

$$\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1 = -(\dot{U}'_2 + \dot{I}'_2 Z'_2) = -(\dot{U}'_3 + \dot{I}'_3 Z'_3).$$

Полученные равенства дают возможность привести схему замещения трехобмоточного трансформатора (рис. 6.2) и построить векторную диаграмму (рис. 6.3). При построении векторной диаграммы необходимо знать сдвиг фаз между токами.

Рис. 6.3. Векторная диаграмма трехобмоточного трансформатора

Рис. 6.2. Схема замещения трехобмоточного трансформатора



Для многообмоточных трансформаторов характерным является взаимное влияние вторичных обмоток. При изменении тока в одной из вторичных обмоток изменяются ток и падение напряжения в первичной обмотке, в результате чего напряжение на зажимах остальных обмоток тоже изменяется. Это обстоятельство следует иметь в виду при питании от одного трансформатора нескольких нагрузок различного характера.

§ 6.2. Автотрансформаторы

Автотрансформатором называют такой трансформатор, у которого часть обмотки принадлежит одновременно первичной и вторичной системам. Как и обычные трансформаторы, они могут быть понижающими и повышающими, одно- и трехфазными. Схема автотрансформатора приведена на рис. 6.4. Режим холостого хода автотрансформатора ($I_2 = 0$) ничем не отличается от соответствующего

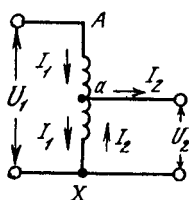


Рис. 6.4. Схема автотрансформатора

режима обычного трансформатора. Так как первичное напряжение U_1 (U_{AX}) равномерно распределяется между витками первичной обмотки, то вторичное напряжение

$$U_2 = U_{aX} = \frac{U_{AX}}{w_{AX}} w_{aX} = \frac{U_{AX}}{w_{AX}/w_{aX}} = \frac{U_{AX}}{K_{ат}} = \frac{U_1}{K_{ат}},$$

где $K_{ат}$ — коэффициент трансформации автотрансформатора. При коротком замыкании автотрансформатора из первичной сети течет ток I_1 , а в проводе, замыкающем зажимы $a - X$, — ток I_2 .

Если бы обмотки $A - X$ и $a - X$ были электрически разобщены, как в обычном трансформаторе, то, пренебрегая намагничивающим током, можно записать

$$I_1 w_{AX} + I_2 w_{aX} = 0; \quad I_1 + (1/K_{ат}) I_2 = 0;$$

$$I_1 = -I_2/K_{ат}.$$

В автотрансформаторе ток I_1 течет только по части обмотки $A - a$. По общей обмотке $a - X$ течет ток $I_{aX} = I_1 + I_2 = I_2(1 - 1/K_{ат})$. Таким образом, в понижающем автотрансформаторе ток I_{aX} течет по общей части обмотки $a - X$ в направлении, обратном току I_1 , и согласно с током I_2 .

Если сравнить параметры автотрансформатора при коротком замыкании с параметрами обычного трансформатора, то получим следующее: мощность потерь в меди трансформатора $P_m = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2$. В автотрансформаторе ток I_1 течет по участку $A - a$, активное сопротивление которого

$$r_{Aa} = r_1 (w_{Aa}/w_{AX}) = r_1 (w_{AX} - w_{aX})/w_{AX} = r_1 (1 - 1/K_{ат}).$$

Следовательно, $P_{m[Aa]} = I_1^2 r_{Aa} = I_1^2 r_1 (1 - 1/K_{ат})$.

Обмотка $a - X$ выполняет функцию вторичной обмотки с током I_{aX} , составляющим $(1 - 1/K_{ат})$ часть тока I_2 обычного трансформатора. При одной и той же плотности тока можно в таком же отношении изменить площадь сечения данной обмотки, в результате чего активное сопротивление обмотки $a - X$ изменится обратно пропорционально $(1 - 1/K_{ат})$. Тогда

$$P_{\Sigma[aX]} = I_{aX}^2 r_{aX} = I_2^2 (1 - 1/K_{ат})^2 \frac{r_2}{(1 - 1/K_{ат})} = I_2^2 r_2 (1 - 1/K_{ат}).$$

Таким образом, автотрансформатор можно рассматривать как обычный трансформатор с активными сопротивлениями первичной и вторичной обмоток, уменьшенными в $(1 - 1/K_{ат})$ раз, т. е. его сопротивление при коротком замыкании

$$r_{кат} = r_k (1 - 1/K_{ат}).$$

При этом мощность потерь

$$P_{кат} = P_k (1 - 1/K_{ат}).$$

В том же отношении изменяется и масса меди обмоток автотрансформатора. Индуктивное сопротивление автотрансформатора

$$x_{скат} = x_{sk} (1 - 1/K_{ат}).$$

Следовательно, напряжение автотрансформатора при коротком замыкании

$$U_{кат} = U_k (1 - 1/K_{ат}). \quad (6.4)$$

Стороны треугольника короткого замыкания автотрансформатора в $(1 - 1/K_{ат})$ раз меньше, чем у трансформатора. Подводимая к автотрансформатору мощность $P_1 = U_1 I_1$ передается во вторичную обмотку частично в форме электромагнитной мощности P_{12} через обмотку $A - a$, частично в форме электрической мощности P_2 через обмотку $a - X$. Следовательно,

$$P_{12} = U_{Aa} I_1 = (U_1 - U_2) I_1 = P_1 (1 - 1/K_{ат});$$

$$P_2 = P_1 - P_{12} = P_1 / K_{ат}.$$

Векторные диаграммы и схемы замещения автотрансформаторов не отличаются от векторных диаграмм и схем замещения обычных трансформаторов. Однако меньшим $U_{кат}$ и $P_{кат}$ соответствуют меньшее изменение напряжения автотрансформатора и больший КПД чем у обычного трансформатора. Наиболее высок КПД автотрансформатора при $k_{ат} = 1,25 \div 2$.

Недостатками автотрансформаторов являются большой ток короткого замыкания по сравнению с обычными трансформаторами при небольшом напряжении $U_{кат}$ и опасность попадания высокого напряжения в сеть низкого.

Маломощные автотрансформаторы применяют в схемах автоматики, радиоэлектроники и проводной связи, напряжение в которых изменяется в пределах $\pm 10 - 50\%$. Автотрансформаторы со скользящим контактом типа ЛАТР используют в лабораторной практике, так как они дают возможность плавно регулировать напряжение вторичной цепи U_2 от 0 до $1,2U_1$.

Часть третья

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСТРОЙСТВА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Глава 7

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 7.1. Общие сведения

Электрическая машина переменного тока состоит из неподвижной части — *статора* и вращающейся — *ротора*.

В основе работы большинства электрических машин переменного тока лежит принцип вращающегося магнитного поля, частота вращения которого определяется частотой питающей сети и числом пар полюсов машины: $n_1 = 60f/p$.

Электрические машины переменного тока подразделяют на асинхронные и синхронные.

Асинхронной называют такую машину переменного тока, у которой частота вращения ротора n отличается от частоты вращения поля n_1 и изменяется в зависимости от нагрузочного момента. Асинхронные машины общего назначения применяют главным образом как двигатели в двух исполнениях: с короткозамкнутым (так называемой беличьей клеткой) и с фазным (с контактными кольцами) роторами.

Широко распространены во всех отраслях промышленности асинхронные микромашины мощностью от долей ватта до 500 Вт с различной частотой вращения. По конструкции и принципу действия их делят на:

- 1) трехфазные двигатели с короткозамкнутым и массивным ротором;
- 2) однофазные двигатели с конденсаторным пуском и с расщепленными или экранированными полюсами;
- 3) двухфазные исполнительные двигатели с короткозамкнутым и полым немагнитным ротором.

В различных схемах автоматики используют асинхронные тахогенераторы, которые являются надежными измерителями частоты вращения.

Синхронной называют такую машину переменного тока, частота вращения ротора которой при любом режиме работы равна частоте вращения поля: $n = n_1$.

Синхронная машина может возбуждаться постоянным током (электромагнитным путем) или с помощью постоянных магнитов. Такие ма-

шины применяют как в качестве генераторов, так и в качестве двигателей. Среди специальных синхронных машин часто используют синхронные реактивные двигатели с сосредоточенными и распределенными обмотками на статоре, а также редукторные, гистерезисные и шаговые двигатели. В системах синхронной связи широко применяют различные сельсинные передачи с использованием трех- и однофазных сельсинов.

§ 7.2. Обмотки статора электрических машин переменного тока и их ЭДС

ЭДС переменного тока характеризуется значением, частотой и формой ее кривой. Если ротор генератора вращают с частотой вращения $n = \text{const}$, то в проводнике a (рис. 7.1) наводится ЭДС. Повороту ротора на двойное полюсное деление 2τ или на одну пару полюсов соответствует один период ЭДС. Число периодов за секунду или частота ЭДС в проводнике $f = pn/60$.

Форма кривой ЭДС в проводнике определяется кривой распределения магнитной индукции в зазоре по окружности статора. Действительно, применяя закон электромагнитной индукции к проводнику a (рис. 7.1), имеем

$$e_{\text{пр}} = l_{\text{пр}} v_{\text{пр}} B,$$

где $l_{\text{пр}}$ — длина проводника; $v_{\text{пр}}$ — окружная скорость проводника.

Следовательно, при $l_{\text{пр}} = \text{const}$, $v_{\text{пр}} = \text{const}$ мгновенное значение ЭДС пропорционально значению индукции, т. е. ЭДС в проводнике повторяет форму кривой распределения индукции в зазоре.

Известно, что магнитная индукция в зазоре под полюсом имеет трапецеидальную форму (рис. 7.2, кривая 1). Такую же форму имеет и наводимая в проводнике ЭДС. Если необходимо создать синусоидальную ЭДС, то полюсным наконечникам придают такую форму, при которой кривая распределения индукции была бы близка к синусоидальной (рис. 7.2, кривая 2). Этому способствуют скосы полюсных наконечников.

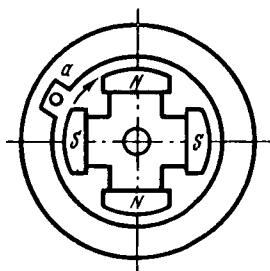


Рис. 7.1. К определению ЭДС в проводнике

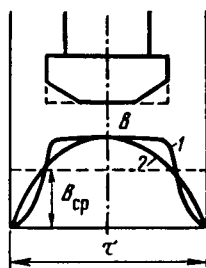


Рис. 7.2. Распределение индукции под полюсом

Действующее значение ЭДС в проводнике

$$E_{\text{пр}} = k_{\text{ф}} E_{\text{пр ср}},$$

где $k_{\text{ф}}$ — коэффициент формы кривой ЭДС; $E_{\text{пр ср}}$ — среднее значение ЭДС в проводнике.

При синусоидальном распределении магнитной индукции, а следовательно, и ЭДС, $k_{\text{ф}} = 1,11$ и $E_{\text{пр ср}} = l_{\text{пр}} v_{\text{пр}} B_{\text{ср}}$, где $B_{\text{ср}}$ — среднее значение индукции на одном полюсном шаге.

Окружная скорость проводника

$$v_{\text{пр}} = \pi D n / 60 = 2 \pi r n / 60 = 2 f \tau,$$

где D — диаметр расточки статора. Тогда

$$E_{\text{пр ср}} = 2 f l_{\text{пр}} B_{\text{ср}} = 2 f \Phi,$$

где $\Phi = \tau l_{\text{пр}} B_{\text{ср}}$ — поток, приходящийся на полюс.

Следовательно,

$$E_{\text{пр}} = 1,11 \cdot 2 f \Phi = 2,22 f \Phi. \quad (7.1)$$

В общем случае распределение индукции в зазоре определяется несинусоидальной кривой B (рис. 7.3). Эта кривая имеет периодический характер, повторяясь под всеми остальными парами полюсов. Разложим кривую индукции в ряд Фурье, представляющий собой сумму синусоид нечетного порядка. Проведем анализ 1, 3 и 5-й гармоник, имеющих амплитуды B_{m1} , B_{m3} и B_{m5} и полупериоды τ , $\tau/3$ и $\tau/5$.

Найдем индукцию в точке на расстоянии x от начала отсчета. Так как полюсный шаг τ соответствует углу π для первой гармоники и соответственно 3π и 5π для третьей и пятой гармоник, индукция в точке x

$$B_x = B_{m1} \sin \frac{\pi}{\tau} x + B_{m3} \sin 3 \frac{\pi}{\tau} x + B_{m5} \sin 5 \frac{\pi}{\tau} x.$$

Несинусоидальная кривая на рис. 7.3 определяет индукцию в зазоре по окружности статора, т. е. в пространстве. Поэтому ее ряд, в который она разлагается, и высшие гармоники ряда называют *пространственными*. Таким образом, в электрических машинах наряду с временными гармоническими необходимо учитывать и пространственные составляющие. Магнитным индукциям B_{m1} , B_{m3} и B_{m5} соответствуют потоки Φ_1 , Φ_3 и Φ_5 .

При вращении ротора с частотой n поток Φ_1 наводит в проводнике ЭДС $E_{\text{пр}1}$ с частотой $f = n/60$. Потоки Φ_3 и Φ_5 наводят соответственно ЭДС $E_{\text{пр}3}$ и $E_{\text{пр}5}$ с частотами $3f$ и $5f$.

Тогда

$$E_{\text{пр}} = \sqrt{E_{\text{пр}1}^2 + E_{\text{пр}3}^2 + E_{\text{пр}5}^2} = E_{\text{пр}1} \sqrt{1 + (E_{\text{пр}3}/E_{\text{пр}1})^2 + (E_{\text{пр}5}/E_{\text{пр}1})^2}.$$

Пусть $E_{\text{пр}3}/E_{\text{пр}1} = 1/3$; $E_{\text{пр}5}/E_{\text{пр}1} = 1/5$, тогда $E_{\text{пр}} = 1,07 E_{\text{пр}1}$, т. е. гармонические составляющие почти не влияют на значение $E_{\text{пр}}$. Однако они существенно искажают форму кривой ЭДС в проводнике.

Два проводника, соединенные последовательно, образуют виток. Витки имеют полный или укороченный шаг y (рис. 7.4, а, б). Группу вит-

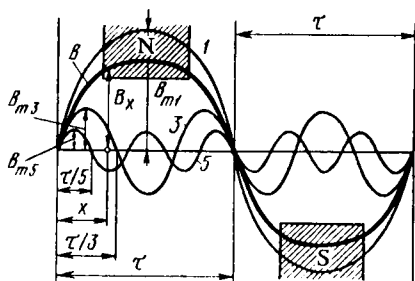


Рис. 7.3. Разложение кривой индукции в ряд гармонических составляющих

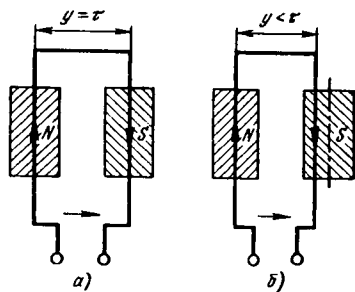


Рис. 7.4. Схемы витков с полным (а) и укороченным (б) шагом

ков, соединенных между собой последовательно и уложенных в два паза, находящихся друг от друга на расстоянии $y = \tau$ или $y \approx \tau$, называют катушкой. В зависимости от того, занимает ли сторона катушки весь паз или половину, различают одно- и двухслойные обмотки. Соответственно виткам обмотки могут выполняться с полным ($y = \tau$) и укороченным ($y < \tau$) шагом.

Основным типом обмотки статора в машинах переменного тока общего назначения является двухслойная обмотка с укороченным шагом. В микромашинах чаще применяют однослойные обмотки.

Если виток имеет полный шаг (рис. 7.4, а), то ЭДС, наводимая в нем, имеет ту же форму, что и ЭДС проводника и равна ее удвоенному значению, т. е.

$$E_{\text{в}[y=\tau]} = 2E_{\text{пр}} = 4,44f\Phi. \quad (7.2)$$

Сосредоточенной называют такую обмотку, у которой число пазов на полюс и фазу $Q = 1$. Паза расположены равномерно по окружности статора на расстоянии τ друг от друга (рис. 7.5).

Две катушки, образующие обмотку, можно соединить как последовательно, так и параллельно. Так как в сосредоточенной обмотке с полным шагом витки катушек находятся в одинаковых условиях относительно полюсов, ЭДС, наводимые в витках, одинаковы по значению и форме. Тогда

$$E_{[y=\tau, Q=1]} = wE_{\text{в}[y=\tau]} = 4,44fw\Phi. \quad (7.3)$$

Основной недостаток таких обмоток — невозможность влияния на форму кривой ЭДС.

Распределенной называют такую обмотку, у которой число пазов на полюс и фазу $Q = 2, 3, \dots, k$.

Пусть число пазов на полюс и фазу $Q = 6$ и магнитная индукция под полюсом распределена синусоидально (рис. 7.6, кривая 1). Так как полуволна синусоиды соответствует 180° , а всего пазов шесть, то угол между соседними пазами $\alpha = 30^\circ$. С целью экономии меди при выполнении однофазной обмотки используют только часть пазов.

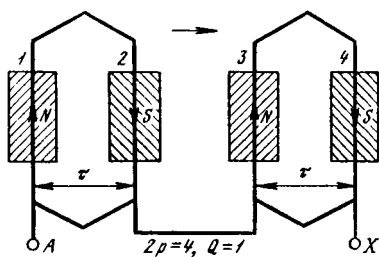


Рис. 7.5. Схема однофазной однослойной сосредоточенной обмотки

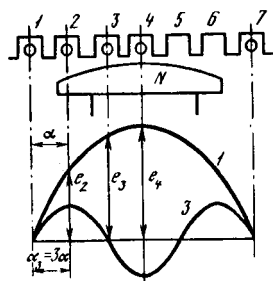


Рис. 7.6. К определению ЭДС распределенной однофазной обмотки

Пусть обмотка уложена в пазы 1 — 4 (пазы 5 и 6 свободны). Тогда число пазов на полюс, в которые уложены обмотка, $q = 4$. В заданный момент времени паз 1 находится на нейтрали, а пазы 2 — 4 сдвинуты относительно нее на 30, 60 и 90°. Мгновенные значения ЭДС, наводимые в сторонах катушек, уложенных в эти пазы (пазовые ЭДС),

$$\begin{aligned} e_1 &= E_m \sin 0^\circ = 0; & e_2 &= E_m \sin 30^\circ = E_m/2; \\ e_3 &= E_m \sin 60^\circ = 0,867 E_m; & e_4 &= E_m \sin 90^\circ = E_m, \end{aligned}$$

где E_m — наибольшее значение пазовой ЭДС.

Если катушки соединены последовательно, то векторы ЭДС геометрически складывают (рис. 7.7). На этом рисунке $E_{mq} = OD$ — наибольшее значение результирующей ЭДС в данной группе катушек. При вращении ротора многоугольник $OABCD O_1$ вращается вокруг центра с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$. Проекция Od позволяет определить мгновенное значение результирующей ЭДС.

Если все q сторон катушек уложены в одном пазу, то результирующая ЭДС такой сосредоточенной обмотки $qE_m = qOA$. Отношение $OD/qOA = E_{mq}/qE_m = k_{pc1}$ называют коэффициентом распределения обмотки для первой гармоники.

Чтобы определить OD , проводят радиусы O_1O , O_1A , O_1B , O_1C , O_1D . Угол $OO_1A = \alpha$, угол $OO_1D = q\alpha$. Тогда $OD = 2OF = 2OO_1 \sin(q\alpha/2)$, но

$$OO_1 = \frac{OA}{2 \sin(\alpha/2)} = \frac{E_m}{2 \sin(\alpha/2)}.$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} OD &= E_{mq} = E_m \frac{\sin(q\alpha/2)}{\sin(\alpha/2)}; \\ k_{pc1} &= \frac{\sin(q\alpha/2)}{q \sin(\alpha/2)}. \end{aligned} \quad (7.4)$$

При $q = 4$; $\alpha = 30^\circ$ $k_{pc1} = \sin 60^\circ / 4 \sin 15^\circ = 0,833$, т. е. при использовании данной распределенной обмотки получают только 83,3% от значения ЭДС в сосредоточенной обмотке.

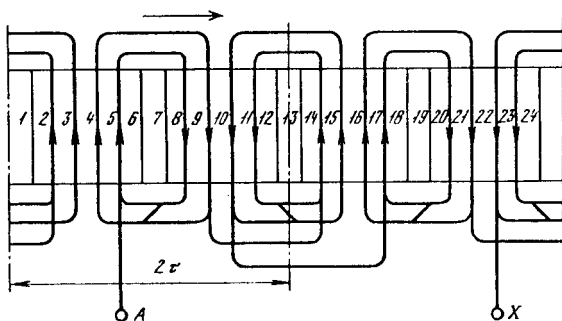


Рис. 7.9. Схема распределенной однофазной обмотки

15 – 10, 17 – 20, 16 – 21, 2 – 23, 3 – 22. Обмотка выполнена таким образом, что ширина катушки меньше τ , и тем не менее обмотка имеет полный шаг, так как укорочение коснулось только лобовых частей, но не отразилось на значении ЭДС.

В электрических машинах принято измерять пространственные углы (например, между осями обмоток) в электрических градусах (эл. град), которые равны геометрическим, умноженным на число пар полюсов p .

На рис. 7.10 приведена радиальная схема трехфазной сосредоточенной обмотки с полным шагом при $2p = 4$, $q = 1$, $y = \tau$; число фаз $m = 3$. Трехфазная обмотка представляет собой совокупность трех однофазных, сдвинутых одна относительно другой на $1/3$ двойного полюсного деления, т. е. на $2/3\tau$, или на 120 эл. град учитывая, что τ соответствует 180 эл. град.

Число пазов в статоре $z = 2pmq = 12$. Угол сдвига между соседними пазами $\alpha = 360/6 = 60$ эл. град.

Следовательно, обмотка состоит из шести катушек, ширина каждой из которых $y = \tau$. Фаза $A - X$ состоит из катушек 1 – 4 и 7 – 10. Фазы

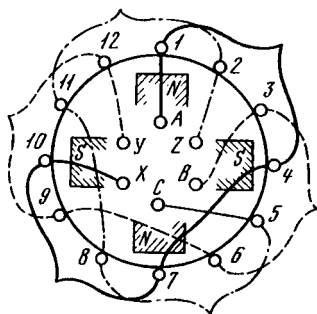


Рис. 7.10. Радиальная схема сосредоточенной трехфазной обмотки

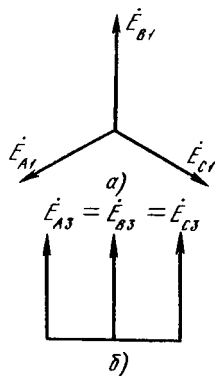


Рис. 7.11. Векторные диаграммы первой (а) и третьей (б) гармоник ЭДС

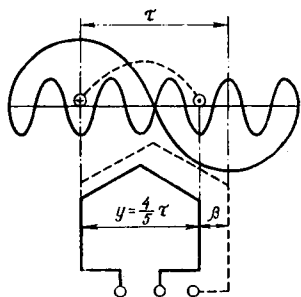


Рис. 7.12. К определению ЭДС витка с укороченным шагом

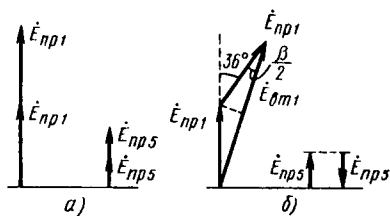


Рис. 7.13. Векторные диаграммы первой и пятой гармоник ЭДС

$B - Y$ и $C - Z$ сдвинуты относительно фазы $A - X$ на 2 и 4 паза, т. е. на 120° и 240° , и состоят из катушек $B - Y - 3 - 6$ и $9 - 12$, $C - Z - 5 - 8$ и $11 - 2$. Трехфазные обмотки могут быть соединены звездой или треугольником.

Векторы первых гармоник ЭДС трехфазной обмотки независимо от способа ее соединения образуют трехлучевую звезду (рис. 7.11, а). Векторы третьих гармоник ЭДС сдвинуты по фазе друг относительно друга на $120^\circ \cdot 3 = 360^\circ$ и $240^\circ \cdot 3 = 720^\circ$, т. е. векторы третьих гармоник ЭДС совпадают по фазе (рис. 7.11, б).

При соединении обмоток звездой третья гармоника ЭДС взаимно уравновешиваются, при соединении обмоток треугольником — складываются и создают в контуре ток тройной частоты I_3 . Суммарная ЭДС третьих гармоник полностью идет на покрытие падения напряжения, создаваемого током I_3 . При этих условиях третья гармоника ЭДС в линейном напряжении отсутствует.

Аналогичные выводы можно сделать для всех гармоник, кратных трем. Таким образом, при любом соединении трехфазных обмоток статора линейное напряжение не содержит третьей гармоники и гармоник, кратных трем.

Распределенные трехфазные обмотки выполняют аналогично распределенным однофазным обмоткам. Обмотки с укороченным шагом состоят из витков, шаг которых укорочен.

Пусть в кривой распределения индукции помимо основной существует пятая гармоника (рис. 7.12). Если виток имеет полный шаг $y = \tau$, то ЭДС E_{np1} и E_{np5} , наводимые в одной стороне витка, действуют согласно с соответствующими ЭДС, наводимыми в другой стороне витка. Их векторные диаграммы представлены на рис. 7.13, а.

Если укоротить шаг витка на $1/5\tau$, т. е. $y = 4/5\tau$, то для первой гармоники ЭДС укорочение шага составляет $180^\circ/5 = 36^\circ$, для пятой — $5 \cdot 36^\circ = 180^\circ$ (рис. 7.13, б).

Нетрудно убедиться, что укорочение шага витка вызывает уменьшение первой гармоники и полное уравновешивание пятых гармоник ЭДС. Аналогично можно показать, что при укорочении шага на $1/7\tau$ в контуре уравновешиваются седьмые гармоники ЭДС. В общем случае ЭДС

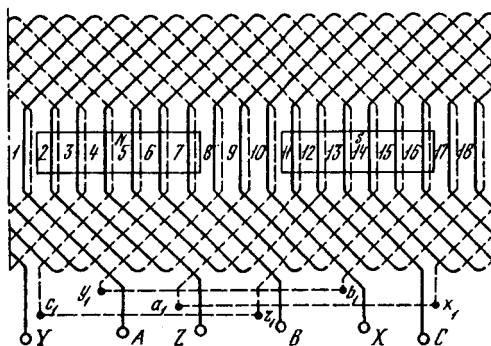


Рис. 7.14. Схема трехфазной двухслойной обмотки с укороченным шагом

витка с укороченным шагом для первой гармоники

$$E_{v1} [y < 1] = 2E_{\text{пр}1} \cos(\beta/2) = 2E_{\text{пр}1} k_{y1},$$

где

$$k_{y1} = \cos(\beta/2) \quad (7.6)$$

— коэффициент укорочения шага для первой гармоники ЭДС. Для k -й гармоники

$$E_{vk} [y < \tau] = 2E_{\text{пр}k} \cos(k\beta/2) = 2E_{\text{пр}k} k_{yk}.$$

Ранее было показано, что третья и кратные трем гармоники в линейных напряжениях трехфазных обмоток отсутствуют при любом соединении фаз. Поэтому стремятся скомпенсировать гармоники пятого и седьмого порядка, так как гармоники одиннадцатого и более высокого порядка малы и их не учитывают. Укорочение шага принимают равным $\tau/5$ или $\tau/7$.

Обмотки с укороченным шагом выполняют двухслойными по типу обмоток якоря машин постоянного тока. Укорочение шага обмотки позволяет уменьшить высшие гармоники ЭДС, а следовательно, выполнить обмотку с более короткими лобовыми частями, т. е. с меньшей затратой меди.

Схема трехфазной двухслойной обмотки с укороченным шагом показана на рис. 7.14, где $p = 1$, $m = 3$, $z = 18$, $y = 7/9\tau$, а $\alpha = 360/18 = 20^\circ$. Обмотка состоит из 18 катушек, по шести катушек в каждой фазной обмотке.

Первая гармоника ЭДС распределенной обмотки с укороченным шагом

$$E_1 = 4,44 f w \Phi k_{\text{р}1} k_{y1} = 4,44 f w \Phi k_{\text{об}1}, \quad (7.7)$$

где

$$k_{\text{об}1} = k_{\text{р}1} k_{y1} \quad (7.8)$$

— обмоточный коэффициент. Обычно $k_{\text{об}1} = 0,90 \div 0,92$.

§ 7.3. Магнитодвижущая сила однофазной обмотки статора

При протекании переменного тока по обмотке статора создается МДС, вступающая во взаимодействие с МДС ротора. Магнитный поток, создаваемый током в обмотке статора, можно разделить на: 1) поток рассеяния, сцепленный только с обмоткой статора; 2) поток реакции якоря (статора), проходящий через зазор и ротор.

Если имеется катушка с полным шагом, содержащая w_k витков, то картина поля, создаваемого протекающим по ней током, имеет вид, представленный на рис. 7.15. Каждая силовая линия потока два раза пронизывает зазор, сталь статора и ротора. При этом каждая силовая линия сцеплена с одним и тем же числом витков w_k и, следовательно, поток любой силовой линии определяется одной и той же МДС $i w_k$.

Пренебрегая магнитным сопротивлением стали, можно считать, что половина МДС любой силовой линии ($i w_k / 2$) идет на проведение потока через зазор снизу вверх, а другая половина МДС на проведение его сверху вниз. Следовательно, распределение МДС катушки можно представить в виде двух прямоугольников $AabX$ и $XcdA$, имеющих одинаковые основания $y = \tau$ и одинаковую по абсолютному значению высоту $i w_k / 2$ (рис. 7.16).

Если ток $i = I_m \sin \omega t = \sqrt{2} I \sin \omega t$, то $Aa = Ad = \frac{i w_k}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} I w_k \sin \omega t$.

При изменении тока i кривая МДС продолжает сохранять форму прямоугольника, имеющего постоянное основание $y = \tau$, но переменную высоту. Такую МДС и создаваемое ею поле называют *пульсирующими*.

При анализе МДС машин переменного тока кривую МДС прямоугольной формы разлагают в ряд пространственных гармонических составляющих (рис. 7.17). В момент времени, когда ток в катушке достигает максимума $I_m = \sqrt{2} I$, ордината Aa прямоугольника, т. е. МДС катушки, равна наибольшему значению: $F_{mk} = (\sqrt{2}/2) I w_k$.

Известно, что амплитуда первой гармоники в $4/\pi$ раза больше амплитуды разлагаемой кривой прямоугольной формы при одинаковых основаниях: $F_{mk1} = (4/\pi) F_{mk}$.

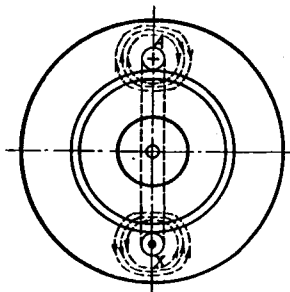


Рис. 7.15. К определению магнитного потока, создаваемого током в обмотке статора

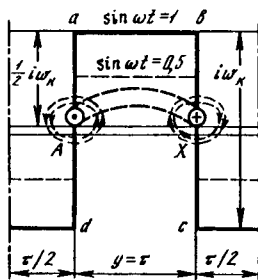


Рис. 7.16. К расчету МДС катушки с полным шагом

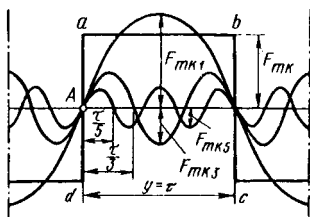


Рис. 7.17. Разложение прямоугольной кривой МДС в ряд гармонических составляющих

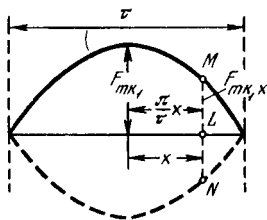


Рис. 7.18. К определению мгновенного значения МДС в данной точке

Полупериоды и амплитуды высших гармоник уменьшаются пропорционально порядку их возрастания. Таким образом, первая гармоника МДС катушки имеет полупериод τ и амплитуду $F_{mk1} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} \sqrt{2} I w_k = 0,9 I w_k$.

Третья, пятая и т. д. гармоники имеют полупериоды $\tau/3$, $\tau/5$ и т. д. и амплитуды $F_{mk3} = F_{mk1}/3$; $F_{mk5} = F_{mk1}/5$ и т. д.

Поскольку все высшие гармоники являются составляющими прямоугольника МДС, они пульсируют с одной и той же частотой, равной частоте текущего по обмотке тока. Гармоники МДС имеют разные полупериоды (τ , $\tau/3$, $\tau/5$ и т. д.), т. е. разную периодичность в пространстве. Особенно сильно высшие гармоники сказываются в сосредоточенных обмотках с полным шагом.

Найдем первую гармонику МДС в точке L зазора (рис. 7.18). Ранее было получено, что $F_{mk1} = 0,9 I w_k$. Так как τ соответствует углу π , то

$$LM = F_{mk1x} = F_{mk1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) = 0,9 I w_k \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right).$$

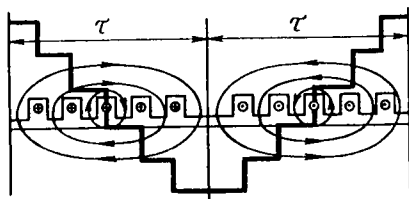
При синусоидальном изменении тока МДС в любой точке на статоре изменяется синусоидально во времени в пределах, определяемых амплитудой F_{mk1x} . Так, в точке L МДС катушки изменяется синусоидально во времени от LM до LN . Следовательно, амплитуда пульсирующей первой гармоники МДС катушки в любой точке на статоре и в любой момент времени

$$F_{k1[x,t]} = 0,9 I w_k \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \sin \omega t.$$

МДС распределенной обмотки по окружности статора имеет ступенчатую форму (рис. 7.19), изменяясь от пазы к пазу. При анализе МДС распределенной обмотки с укороченным шагом вводят коэффициенты распределения k_{pc1} и укорочения шага k_{y1} обмотки (по аналогии с ЭДС). Тогда амплитуда МДС однофазной распределенной обмотки с укороченным шагом на один полюс $F_{mq1} = 0,9 I w_k q k_{pc1} k_{y1} = 0,9 I w_k q k_{обм1}$.

Так как машина имеет $2p$ полюсов, то можно считать, что амплитуда МДС для одной фазы всей машины в $2p$ раза больше, т. е. $F_{m1\phi} =$

Рис. 7.19. К расчету МДС распределенной обмотки



$= 2pF_{mq1} = 2p \cdot 0,9Iw_k q k_{обм1}$, где $pq w_k = w$ — число последовательно соединенных витков фазы. Следовательно,

$$F_{m1\phi} \approx 1,8Iw_k k_{обм1}. \quad (7.9)$$

Пульсирующая МДС распределенной однофазной обмотки с укороченным шагом в любой точке статора и в любой момент времени

$$F_{1\phi}[x, t] \approx 1,8Iw_k k_{обм1} \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x. \quad (7.10)$$

Пульсирующую МДС $F_{1\phi}[x, t]$ можно разложить на две вращающиеся МДС. Для этого равенство (7.10) согласно тригонометрическому преобразованию $\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta)$ можно записать в виде

$$F_{1\phi}[x, t] = \frac{1}{2} F_{m1\phi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{m1\phi} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) = F' + F'',$$

где

$$F' = \frac{1}{2} F_{m1\phi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right); \quad (7.11)$$

$$F'' = \frac{1}{2} F_{m1\phi} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) \quad (7.12)$$

— уравнения бегущих волн, показывающие, что МДС F' и F'' являются функциями времени t и расстояния x . Если в (7.11) и (7.12) принять выражения в скобках соответственно равными постоянным c' и c'' (изменение t компенсируется изменением x), то можно определить скорости, с которыми будут перемещаться МДС F' и F'' . Продифференцировав уравнение $\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) = c'$ по времени t , получим

$$\omega - \frac{\pi}{\tau} \frac{dx}{dt} = 0.$$

Отсюда скорость перемещения МДС F'

$$v' = dx/dt = \omega\tau/\pi = 2\pi f\tau/\pi = 2\tau f,$$

или

$$n'_1 = 60v'\pi D = 60 \cdot 2\tau f/(2\pi\tau) = 60f/p.$$

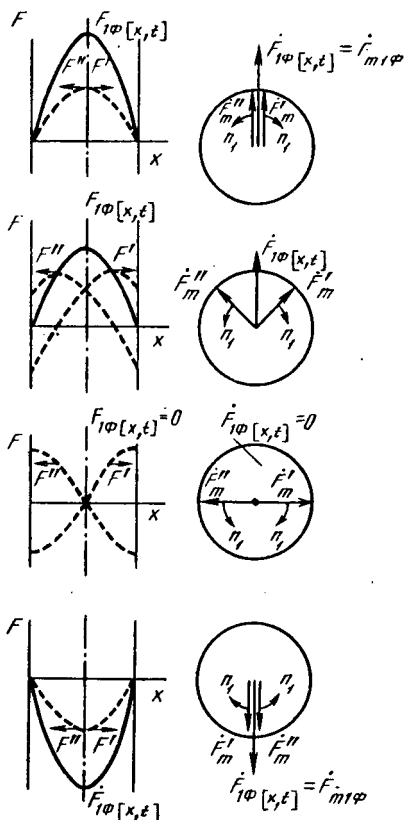


Рис. 7.20. Разложение пульсирующей МДС на две вращающиеся

сдвига фаз в пространстве на 90 эл. град и при протекании по ней токов, сдвинутых во времени.

На рис. 7.21, а изображены две катушки $A - X$ и $B - Y$ фаз A и B с одинаковым числом витков. По ним протекают одинаковые по значению токи $I_A = I_B = I$, но сдвинутые по фазе на 90° (рис. 7.21, б). Эти токи создают МДС $\vec{F}_A$ и $\vec{F}_B$. Будем учитывать только первые гармоники этих МДС и в дальнейшем изображать их векторами.

Рассматривая результирующее поле в различные моменты времени ($t_0, t_1, t_2, \dots$), можно видеть, что вектор результирующей МДС вращается, оставаясь постоянным по значению. Конец вектора $\vec{F}_m = \vec{F}_{m1\phi}$ за один период изменения тока при $p = 1$ описывает окружность. Такое поле называют *круговым вращающимся*.

Докажем это аналитически. Найдем значения МДС фаз A и B в точке k , расположенной на расстоянии x относительно оси фазы A (рис. 7.21, в). Ток фазы A создает в этой точке МДС

$$F_{A[x,t]} = F_{m1\phi} \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x.$$

Аналогично определим частоту вращения МДС F'' :

$$n_1'' = -60f/p.$$

Таким образом, пульсирующую МДС однофазной обмотки можно разложить на две МДС, вращающиеся с одинаковыми частотами в противоположные стороны, причем каждая из этих МДС имеет амплитуду, равную половине амплитуды пульсирующей МДС.

Разложение пульсирующей МДС $F_{1\phi}[x,t]$ на две вращающиеся МДС F' и F'' приведено на рис. 7.20. Концы векторов $\vec{F}'$ и $\vec{F}''$ описывают окружность. Такие МДС и поля, созданные ими, называют *круговыми вращающимися*.

§ 7.4. Магнитодвижущая сила двухфазной обмотки статора

Для получения вращающегося магнитного поля необходимо, чтобы обмотки в машине создавали несколько потоков (минимум два), сдвинутых в пространстве и во времени.

Образование вращающегося магнитного поля двухфазной обмоткой возможно при условии

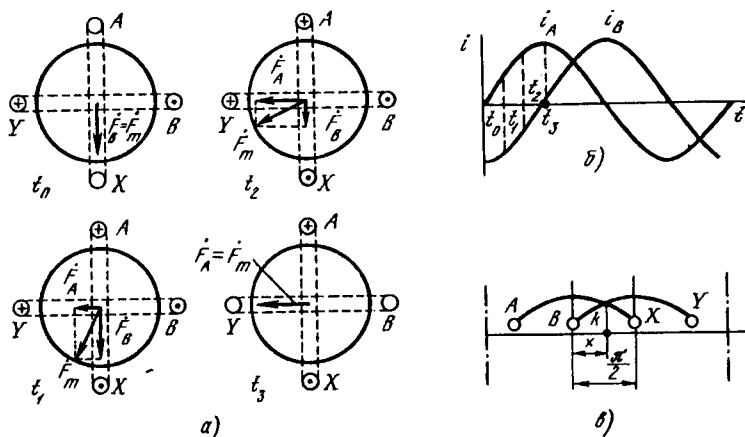


Рис. 7.21. К пояснению принципа образования вращающегося поля при протекании токов в двухфазной обмотке

Так как ток в фазе B относительно тока фазы A сдвинут на 90° во времени, а ось фазы B относительно оси фазы A сдвинута на 90 эл. град в пространстве, то МДС фазы B в рассматриваемой точке в тот же момент времени

$$F_{B[x,t]} = F_{m1\phi} \sin(\omega t - 90^\circ) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 90^\circ\right).$$

Сложив найденные значения МДС и заменив при этом каждую пульсирующую МДС двумя вращающимися, получим

$$\begin{aligned} F_{[x,t]} &= F_{A[x,t]} + F_{B[x,t]} = F_{m1\phi} \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x + \\ &+ F_{m1\phi} \sin(\omega t - 90^\circ) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 90^\circ\right) = \frac{1}{2} F_{m1\phi} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) + \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \right. \\ &\left. + \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 180^\circ\right) \right] = F_{m1\phi} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right), \end{aligned}$$

где $\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) + \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 180^\circ\right) = 0$.

Таким образом, для получения кругового вращающегося поля в двухфазной машине необходимо выполнить следующие условия: осуществить пространственный сдвиг фаз обмотки на 90 эл. град и токов в фазах обмотки во времени на четверть периода ($T/4$, или 90°); добиться равенства МДС F_A и F_B и потоков, созданных ими.

Если эти условия не выполнить, то поле из кругового превращается в эллиптическое, при котором вектор результирующего поля описывает

не окружность, а эллипс. Чем больше отклонение от указанных условий, тем в большей степени поле будет отличаться от кругового. Эллиптическое поле можно рассматривать как сумму двух неравных круговых полей, вращающихся в противоположные стороны с одинаковой частотой вращения n_1 . Обратно вращающееся поле ухудшает рабочие свойства двухфазных машин.

§ 7.5. Магнитодвижущая сила трехфазной обмотки статора

Трехфазная машина переменного тока имеет на статоре три фазных обмотки, сдвинутых друг относительно друга в пространстве на 120° , т. е. на $2\tau/3$, и питаемых при симметричной нагрузке токами, равными по значению и сдвинутыми во времени на 120° , т. е. на $T/3$. Следовательно, в трехфазной машине имеются три пульсирующие МДС, сдвинутые друг относительно друга во времени и в пространстве на 120° .

Применяя графоаналитический метод, определим, что представляет собой результирующая МДС трехфазной обмотки, имея в виду ее первую гармонику, для нескольких моментов времени (рис. 7.22, $a-z$). При

$i_A = i_m$ (рис. 7.22, a)

$$i_A = I_m \sin 90^\circ = I_m;$$

$$i_B = I_m \sin (90^\circ - 120^\circ) = -0,5I_m;$$

$$i_C = I_m \sin (90^\circ - 240^\circ) = -0,5I_m.$$

МДС

$$F_{A[a]} = F_{mA}; F_{B[b]} = -0,5F_m; F_{C[c]} = -0,5F_m.$$

Сложив ординаты фазных МДС, получим результирующую МДС трехфазной обмотки. Амплитуда результирующей МДС (по оси a)

$$F_{m3\phi} = F_{A[a]} + F_{B[a]} + F_{C[a]}.$$

Так как оси b и c сдвинуты относительно оси a соответственно на 120 и 240° , МДС

$$F_{B[a]} = F_{B[b]} \sin (90^\circ - 120^\circ) = -0,5F_{mA} (-0,5) = 0,25F_{mA};$$

$$F_{C[a]} = F_{C[c]} \sin (90^\circ - 240^\circ) = -0,5F_{mA} (-0,5) = 0,25F_{mA}.$$

Следовательно,

$$F_{m3\phi} = F_{mA} + 0,25F_{mA} + 0,25F_{mA} = 1,5F_{mA}.$$

Сопоставляя кривые рис. 7.22, $a-z$, можно сделать следующие выводы:

1) МДС трехфазной обмотки представляет собой синусоидальную кривую, совпадающую по фазе с кривой фазной МДС, в которой ток в данный момент времени достигает наибольшего значения I_m ;

2) амплитуда МДС трехфазной обмотки в 1,5 раза превышает амплитуду фазной обмотки;

3) МДС трехфазной обмотки является вращающейся, частота вращения которой равна синхронной $n_1 = 60f/p$, т. е. зависит только от

частоты питающей сети f и числа пар полюсов p . При вращении результирующая МДС трехфазной обмотки сохраняет постоянную амплитуду, превышающую в полтора раза амплитуду пульсирующей МДС однофазной обмотки. Таким образом,

$$F_{m3\phi} = 1,5F_{m1\phi} = 2,7Iw_{\text{обм}}. \quad (7.13)$$

Сделанные выводы могут быть получены аналитическим путем. Для этого найдем МДС фаз A , B и C в точке, сдвинутой на расстояние x относительно оси фазы A :

$$F_{A[x,t]} = F_{m1\phi} \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x;$$

$$F_{B[x,t]} = F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - 120^\circ \right) \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - 120^\circ \right);$$

$$F_{C[x,t]} = F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - 240^\circ \right) \cos \left(\frac{\pi}{\tau} x - 240^\circ \right).$$

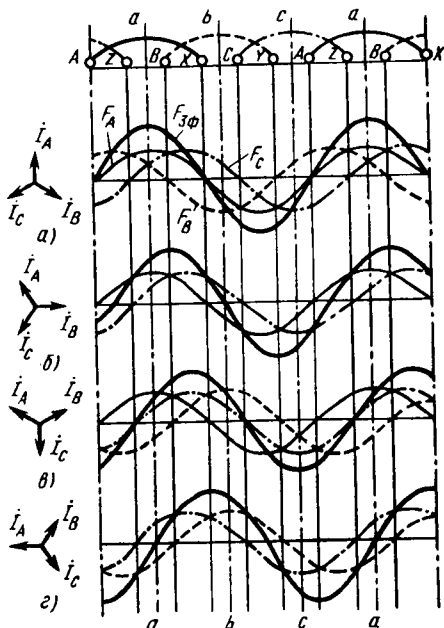


Рис. 7.22. Построение кривой результирующей МДС трехфазной обмотки

Сложим полученные МДС, заменив при этом каждую пульсирующую МДС двумя вращающимися МДС, направленными в разные стороны:

$$F_{A[x,t]} = 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x \right);$$

$$F_{B[x,t]} = 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + 0,5F_{m1\phi} \times$$

$$\times \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 240^\circ \right); \quad (7.14)$$

$$F_{C[x,t]} = 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 480^\circ \right) =$$

$$= 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right) + 0,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 120^\circ \right).$$

Результирующая МДС

$$F_{3\phi[x,t]} = F_{A[x,t]} + F_{B[x,t]} + F_{C[x,t]} = 1,5F_{m1\phi} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x \right).$$

Сумма вторых слагаемых уравнений (7.14) равна нулю, так как они представляют собой синусоиды с одинаковыми амплитудами, сдвинутыми друг относительно друга на 120° .

ТРЕХФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

§ 8.1. Общие сведения

Трехфазные асинхронные машины применяют в качестве двигателей в двух исполнениях: 1) с короткозамкнутым ротором; 2) с фазным ротором.

Схемы трехфазных асинхронных двигателей приведены на рис. 8.1, а, б. Простота, высокая надежность, низкая стоимость, высокий КПД таких двигателей способствовали широкому внедрению их в ряд областей промышленности, обслуживающихся ранее постоянным током.

Недостатками асинхронных двигателей являются: потребление намагничивающего индуктивного тока, ухудшающего коэффициент мощности сети $\cos \varphi$; неудовлетворительные регулировочные характеристики; плохие пусковые характеристики (у двигателя с короткозамкнутым ротором).

Двигатель с короткозамкнутым ротором по сравнению с двигателем, имеющим фазный ротор (рис. 8.1, б), конструктивно проще, надежнее в работе, дешевле, имеет лучшие значения $\cos \varphi$ и КПД, но худшие пусковые характеристики.

Если к статору трехфазной машины подвести трехфазный ток, то в машине возникнет магнитное поле с частотой вращения $n_1 = 60f/p$.

Если в расточку статора поместить ротор, выполненный в виде беличьей клетки, то между обмотками статора и ротора асинхронной машины, как и в трансформаторе между первичной и вторичной обмотками, существует только магнитная связь. Электромагнитные процессы в асинхронной машине подобны процессам, происходящим в трансформаторе, только в трансформаторе вторичная обмотка неподвижна в пространстве, а в асинхронной машине она вращается с частотой n .

Если $n = n_1$ и направлены они в одну сторону, то электромагнитного взаимодействия между статором и ротором не произойдет, т. е. проводники ротора не пересекутся магнитными силовыми линиями вращающегося поля статора, а, следовательно, ЭДС в роторе равна нулю. Поэтому непременным условием взаимодействия статора и ротора асинхронной машины и, следовательно, ее работы есть разность частот вращения $n_1 - n$. Отношение

$$(n_1 - n)/n_1 = s \quad (8.1)$$

называют *скольжением* асинхронной машины.

В зависимости от соотношения между частотами вращения n_1 и n различают три режима работы асинхронной машины:

- 1) двигательный, когда $n < n_1$ и частоты вращения направлены в одну сторону ($0 \leq s \leq 1$);
- 2) генераторный, когда $n > n_1$ и частоты вращения направлены в одну сторону ($0 \geq s \geq -\infty$);

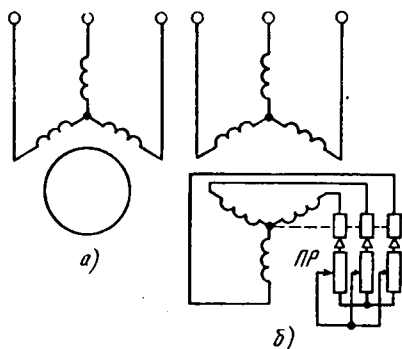


Рис. 8.1. Схемы трехфазных асинхронных двигателей

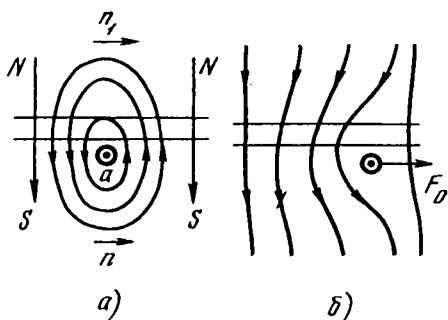


Рис. 8.2. К объяснению принципа работы асинхронного двигателя

3) тормозной, когда частоты вращения n_1 и n направлены в разные стороны ($+1 \leq s \leq +\infty$).

Основным режимом работы асинхронной машины является двигательный.

Пусть поле статора вращается по часовой стрелке. Если ротор неподвижен или вращается с частотой $n < n_1$, то линии поля статора перемещаются относительно ротора слева направо с частотой $n_1 - n$ (рис. 8.2, а).

Применяя правило правой руки, находим направление наводимой в проводнике а ЭДС. То же направление имеет и активная составляющая тока в проводнике. В результате взаимодействия созданного этим током поля с полем статора образуется результирующее поле (рис. 8.2, б).

В этих условиях механическое усилие F_0 , приложенное к проводнику, создает на валу машины момент, который стремится повернуть ротор в направлении вращения поля, т. е. является вращающим моментом.

Совокупность моментов, созданных отдельными проводниками, образует результирующий вращающий момент машины, под действием которого ротор вращается с частотой $n < n_1$. При этом электроэнергия, подводимая к статору от сети, преобразуется в механическую энергию на валу, т. е. машина работает в качестве двигателя.

§ 8.2. Асинхронный двигатель при неподвижном роторе

При неподвижном роторе асинхронный двигатель представляет собой трансформатор. В режиме холостого хода, когда роторная обмотка двигателя с фазным ротором разомкнута (см. рис. 8.1, б при отсоединенном пусковом реостате ПР), физические процессы в двигателе почти ничем не отличаются от физических процессов холостого хода трансформатора.

Приняв обозначения параметров двигателя аналогично рассмотренным в § 5.2, по второму закону Кирхгофа запишем

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{s1} &= \dot{I}_0 r_1, \\ \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 r_1 + j\dot{I}_0 x_{s1} = -\dot{E}_1 + \dot{I}_0 Z_1,\end{aligned}$$

где $\dot{E}_{s1} = -j\dot{I}_0 x_{s1}$; $Z_1 = r_1 + jx_{s1}$.

Режим холостого хода асинхронной машины отличается от режима холостого хода трансформатора лишь тем, что намагничивающий ток асинхронной машины I_0 больше, чем трансформатора, и составляет 20–50% от номинального тока двигателя из-за наличия зазора между статором и ротором. Сопротивления r_1 и x_{s1} в асинхронной машине тоже больше, чем в трансформаторе. Поэтому только приближенно можно считать, что

$$\dot{U}_1 \approx -\dot{E}_1. \quad (8.2)$$

ЭДС, наводимые в обмотках статора и ротора, имеют вид

$$E_1 = 4,44 f w_1 k_{обм1} \Phi_m; \quad (8.3)$$

$$E_2 = 4,44 f w_2 k_{обм2} \Phi_m. \quad (8.4)$$

Отношение

$$K_e = E_1/E_2 = (w_1 k_{обм1})/(w_2 k_{обм2}) \quad (8.5)$$

называют коэффициентом трансформации ЭДС асинхронного двигателя. Коэффициент K_e определяют опытным путем как отношение первичного фазного напряжения ко вторичному фазному при разомкнутой обмотке ротора ($U_1 \approx E_1$ и $E_2 = U_{20}$):

$$K_e = U_1/U_{20} \text{ или } E_1 = K_e E_2 = E'_2,$$

где E'_2 — приведенная ЭДС, наводимая в роторной обмотке.

Так как $n = 0$, мощность P_0 , подводимая к двигателю от сети, идет на покрытие потерь в: а) меди статора ($3I_0^2 r_1$); б) стали статора ($P_{ст1}$); в) стали ротора ($P_{ст2}$). Следовательно,

$$P_0 = 3I_0^2 r_1 + P_{ст1} + P_{ст2}.$$

При коротком замыкании ротор асинхронного двигателя замкнут на себя и обязательно заторможен.

Физические процессы, протекающие при коротком замыкании асинхронного двигателя, те же, что и в трансформаторе. В режиме короткого замыкания к двигателю подводят пониженное напряжение $U_k \approx 0,25 U_{ном}$ так, чтобы установившийся ток короткого замыкания $I_{куст} \approx I_{ном}$.

Под приведенной обмоткой ротора понимают такую обмотку, которая имеет то же число фаз, витков в фазе и то же расположение обмотки, что и обмотка статора.

Так как в режиме короткого замыкания двигателя магнитный поток Φ_{km} мал, можно пренебречь током I_0 и МДС F_0 . Тогда из условия равновесия МДС статора и ротора имеем

$$m_1 w_1 k_{обм1} I_1 = m_2 w_2 k_{обм2} I_2,$$

где m_1 и m_2 — число фаз статорной и роторной обмоток. При этом коэффициент трансформации токов асинхронного двигателя

$$K_i = I_2/I_1 = (m_1 w_1 k_{обм1}) / (m_2 w_2 k_{обм2}), \quad (8.6)$$

ток

$$I_1 = I_2/K_i = I_2',$$

где I_2' — приведенный ток ротора.

При определении приведенных сопротивлений r_2' и x_{s2}' считают, что мощность потерь в обмотке ротора (при приведении r_2) и сдвиг фаз между ЭДС E_2 и током I_2 (при приведении x_{s2}) не изменяются. Тогда

$$m_2 I_2'^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2',$$

откуда

$$\begin{aligned} r_2' &= r_2 \frac{m_2 I_2^2}{m_1 I_2'^2} = r_2 \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{m_1 w_1 k_{обм1}}{m_2 w_2 k_{обм2}} \right)^2 = \\ &= r_2 \frac{w_1 k_{обм1}}{w_2 k_{обм2}} \frac{m_1 w_1 k_{обм1}}{m_2 w_2 k_{обм2}} = r_2 K_c K_i = r_2 K, \end{aligned}$$

где $K = K_c K_i$ — коэффициент трансформации асинхронного двигателя.

Обозначив через ψ_2 угол между ЭДС и током обмотки ротора, определим

$$\operatorname{tg} \psi_2 = x_{s2}/r_2 = x_{s2}'/r_2';$$

$$x_{s2}' = (r_2'/r_2) x_{s2} = K x_{s2}.$$

По аналогии с трансформатором найдем

$$r_k = r_1 + r_2' \quad \text{и} \quad x_{sk} = x_{s1} + x_{s2}',$$

где r_k и x_{sk} — активное и индуктивное сопротивления короткого замыкания двигателя.

Мощность P_k идет на покрытие потерь в обмотках статора и ротора, т. е.

$$P_k = P_{м1} + P_{м2} = m_1 I_1^2 r_1 + m_2 I_2'^2 r_2 = m_1 I_1^2 r_1 + m_1 I_2'^2 r_2' = m_1 I_1^2 r_k.$$

§ 8.3. Асинхронный двигатель при вращающемся роторе

Вращаясь без нагрузки, двигатель преодолевает только небольшой статический момент холостого хода M_0 . Поэтому частота вращения ротора двигателя и близка к частоте вращения поля n_1 .

Рассмотрим особенности физических процессов в двигателе без нагрузки при вращающемся и неподвижном роторе. В обоих случаях к двигателю подводят напряжение сети U_1 с частотой f .

В статоре. Из закона равновесия ЭДС $U_1 \approx E_1$ следует, что ЭДС E_1 и основной поток Φ_m зависят только от напряжения и не зависят от состояния ротора, т. е. $E_1 = \text{const}$, $\Phi_m = \text{const}$ при заданных U_1 и f .

Магнитный поток Φ_m создается намагничивающей составляющей тока холостого хода, следовательно, $I_{0m} = \text{const}$. Активная составляющая тока холостого хода I_{0a} тоже практически не изменяется. При неподвижном роторе мощность потерь холостого хода складывается из $P_{м1}$, $P_{сг1}$ и $P_{сг2}$.

При $n \rightarrow n_1$, $f_2 \rightarrow 0$ перемагничивание происходит с очень малой частотой, поэтому мощность потерь $P_{сг2} \rightarrow 0$, но при этом возникают мощности потерь $P_{мх}$ и $P_{л}$, как правило, близкие мощности потерь $P_{сг2}$, измеренной при $n = 0$.

Таким образом, при заданных U_1 и f в статоре практически ничего не изменяется при переходе от холостого хода с неподвижным ротором к холостому ходу с вращающимся ротором.

В роторе. Поле статора и ротор вращаются в одну сторону, причем $n_1 > n$. Будем считать, что ротор неподвижен, а поле статора вращается относительно неподвижного ротора с частотой вращения $n_2 = n_1 - n$.

Так как $(n_1 - n)/n_1 = s$, то частоту ЭДС и токов, наводимых в роторе f_2 (частоту скольжения), находят по формуле

$$f_2 = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{pn_1}{60} \frac{n_1 - n}{n_1} = fs. \quad (8.7)$$

Частота f_2 при работе асинхронной машины в качестве двигателя изменяется в пределах от $f_2 = f$ до $f_2 = 0$. Обычно $s = 3 \div 6\%$. Следовательно, частота тока в роторе мала. Если $f = 50$ Гц; $s = 4\%$, то $f_2 = 50 \cdot 0,04 = 2$ Гц.

С изменением частоты в роторе меняются и все зависящие от нее величины, в частности E_2 и x_{s2} . Тогда ЭДС в обмотке вращающегося ротора

$$E_{2в} = 4,44 f_2 w_2 k_{обм2} \Phi_m = 4,44 f s w_2 k_{обм2} \Phi_m = E_2 s, \quad (8.8)$$

а индуктивное сопротивление

$$x_{s2в} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f s L_2 = x_{s2} s, \quad (8.9)$$

где L_2 — индуктивность обмотки ротора.

Пренебрегая поверхностным эффектом, можно считать, что активное сопротивление двигателей обычного исполнения не зависит от частоты, т. е. $r_2 = \text{const}$.

Ток во вращающемся роторе $I_{2в} = E_{2в} / \sqrt{r_2^2 + x_{s2в}^2}$. Этот ток, протекая по обмотке ротора, создает магнитное поле, вращающееся относительно ротора с частотой вращения

$$n_2 = 60 f_2 / p = 60 f s / p = n_1 s. \quad (8.10)$$

Кроме того, сам ротор вращается с частотой n . Таким образом, поле ротора вращается относительно статора с частотой, равной сумме частот n_2 и n . Учитывая, что $n = n_1 (1 - s)$, получим $n_2 + n = n_1 s + n_1 (1 - s) = n_1$, т. е. поле ротора вращается в пространстве с такой же частотой и в ту же сторону, что и поле статора.

Пока $n < n_1$, частота вращения поля ротора n_2 имеет положительный знак, т. е. поле вращается в ту же сторону, что и ротор. Если $n > n_1$, то

n_2 приобретает отрицательный знак, т. е. поле вращается в сторону, обратную вращению ротора. В режиме холостого хода подводимая к двигателю мощность P_0 расходуется на покрытие потерь:

$$P_0 = 3I_0^2 r_1 + P_{ст1} + P_{мех} + P_{д.}$$

Выражения $f_2 = fs$ и $n_2 + n = n_1$ справедливы не только для холостого хода, но и для нагрузочного режима. Пользуясь ими, можно привести режим асинхронного двигателя, работающего при некотором скольжении s под нагрузкой, к эквивалентному режиму асинхронной машины при неподвижном роторе. Ток в роторе

$$I_{2в} = E_{2в} / \sqrt{r_2^2 + x_{s2в}^2} = E_2 s / \sqrt{r_2^2 + (x_{s2} s)^2} = E_2 / \sqrt{(r_2/s)^2 + x_{s2}^2}.$$

Это выражение имеет и другой физический смысл. Ток $I_{2в}$ зависит от ЭДС E_2 , т. е. ЭДС, наводимой в неподвижном роторе и имеющей частоту питающей сети f . При этом ток не изменяется ни по значению, ни по фазе, но имеет ту же частоту, что и E_2 . Все происходит так, как если бы ротор был неподвижен, причем к его зажимам была бы подведена ЭДС E_2 , а его сопротивления были бы соответственно r_2/s и x_{s2} .

На основании второго закона Кирхгофа уравнения напряжений для фазы статора и ротора примут вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 r_1 + j \dot{I}_1 x_{s1}; \quad (8.11)$$

$$\dot{E}_{2в} = \dot{I}_2 r_2 + j \dot{I}_2 x_{s2в} = \dot{I}_2 Z_{2в},$$

или для приведенного ротора

$$\dot{E}'_{2в} = \dot{I}'_2 r'_2 + j \dot{I}'_2 x'_{s2в}. \quad (8.12)$$

Перепишав уравнение (8.12) с учетом (8.8) и (8.9), получим

$$\dot{E}'_2 s = \dot{I}'_2 r'_2 + j \dot{I}'_2 x'_{s2} s. \quad (8.13)$$

Разделив все члены выражения (8.13) на s , найдем

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_2 (r'_2/s) + j \dot{I}'_2 x'_{s2}. \quad (8.14)$$

Так как основной поток при вращающемся роторе, так же как и при неподвижном, создается совместным действием МДС статора и ротора, уравнение МДС для асинхронного двигателя при вращающемся роторе имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{F}_1 + \dot{F}_2 &= \dot{F}_0, \\ m_1 w_1 k_{обм1} \dot{I}_1 + m_2 w_2 k_{обм2} \dot{I}_2 &= m_1 w_1 k_{обм1} \dot{I}_0. \end{aligned} \quad (8.15)$$

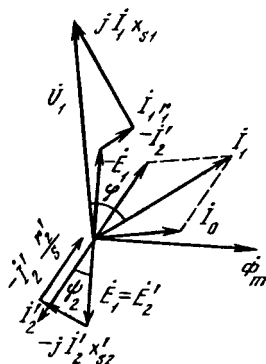
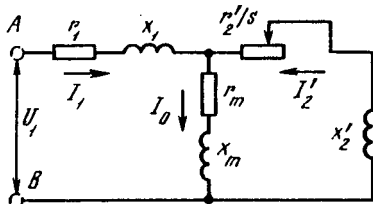
Разделив уравнение (8.15) на $m_1 w_1 k_{обм1}$, получим уравнение токов такого же вида, что и для нагруженного трансформатора:

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_0. \quad (8.16)$$

Уравнения (8.11), (8.14), (8.16) аналогичны соответствующим уравнениям трансформатора. Следовательно, для асинхронного двигателя при

Рис. 8.4. Векторная диаграмма приведенного асинхронного двигателя

Рис. 8.3. Схема замещения асинхронного двигателя



вращающемся роторе можно построить, как и для трансформатора, Т-образную схему замещения (рис. 8.3) и векторную диаграмму (рис. 8.4).

Сопротивление обмотки ротора с учетом его вращения можно представить как $r_2'/s = r_2' + r_2'[(1-s)/s]$.

Тогда r_2' соответствует мощности потерь в обмотке ротора $m_1 I_2'^2 r_2'$, а $r_2'[(1-s)/s]$ — электрической мощности $m_1 I_2'^2 r_2'[(1-s)/s]$, которая преобразуется в механическую.

Т-образную схему замещения можно представить для удобства изучения процессов работы двигателя в виде Г-образной (с вынесенным намагничивающим контуром). Для перехода от Т-образной к Г-образной схеме замещения воспользуемся понятием о взаимном сопротивлении, согласно которому ток, протекающий в любой ветви простой схемы, связан с напряжением в другой ветви с помощью этого взаимного сопротивления.

Так, в схеме замещения ток ротора I_2' можно определить через напряжение на зажимах статора и взаимное сопротивление Z_{12}' между ветвями $Z_1 = r_1 + jx_{s1}$ и $Z_2' = (r_2'/s) + jx_{s2}'$:

$$-I_2' = \dot{U}_1 Z_{12}',$$

где $Z_{12}' = Z_1 + Z_2' + \frac{Z_1 Z_2'}{Z_m} = Z_1 + Z_2'(1 + Z_1/Z_m) = Z_1 + cZ_2'$; Z_m — полное сопротивление ветви намагничивания; $c = 1 + Z_1/Z_m = ce^{j\psi}$. Углом ψ обычно пренебрегают, так как он мал, и в расчетах учитывают только абсолютное значение коэффициента c . Тогда взаимное сопротивление $Z_{12}' = Z_1 + cZ_2'$, ток $-I_2' = \dot{U}_1/(Z_1 + cZ_2')$.

Найдем ток $\dot{I}_0$ из уравнения, составленного для первого контура схемы замещения на рис. 8.3:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_1 + \dot{I}_0 Z_m,$$

откуда $\dot{I}_0 = (\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1)/Z_m$.

Ток, потребляемый двигателем из сети,

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 - \dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1}{Z_m} + \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + cZ_2'},$$

или

$$i_1 + \frac{i_1 Z_1}{Z_m} = i_1 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right) = \frac{\dot{U}_1}{Z_m} + \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + cZ_2'},$$

откуда

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{\dot{U}_1}{Z_m \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right)} + \frac{\dot{U}_1}{\left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right) (Z_1 + cZ_2')} = \\ &= \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + Z_m} + \frac{\dot{U}_1}{cZ_1 + c^2 Z_2'} = i_{0c} - \frac{i_2'}{c}, \end{aligned} \quad (8.17)$$

где $i_{0c} = \dot{U}_1 / (Z_1 + Z_m)$ — ток синхронного холостого хода при $s = 0$.

В реальных машинах коэффициент $c = 1,03 \div 1,08$. Часто в расчетах принимают $c = 1$.

Уравнению (8.17) соответствует Г-образная схема замещения, изображенная на рис. 8.5.

В приведенных схемах замещения все параметры с некоторым допущением можно считать постоянными, не зависящими от нагрузки двигателя. Единственной переменной величиной в них при изменении нагрузки двигателя является скольжение s .

§ 8.4. Энергетическая диаграмма и вращающий момент асинхронного двигателя

Рассмотрим преобразование электрической мощности, подводимой к статору двигателя с помощью энергетической диаграммы (рис. 8.6), в которой $P_{м1} = 3I_1^2 r_1$ — мощность потерь в обмотках статора; $P_{эм} = P_1 - (P_{м1} + P_{ст1})$ — электромагнитная мощность, передаваемая электромагнитным путем через зазор ротору двигателя; $P_{мех} = P_{эм} - P_{м2}$ — полная механическая мощность; $P_{м2}$ — мощность потерь в меди обмоток ротора; $P_2 = P_{мех} - (P_{мх} + P_{д})$ — полезная механическая мощность на валу двигателя; $P_{мх}$ — мощность механических потерь, состоящая из мощности потерь на трение в подшипниках и мощности вентиляционных потерь; $P_{д}$ — мощность добавочных потерь, включающая

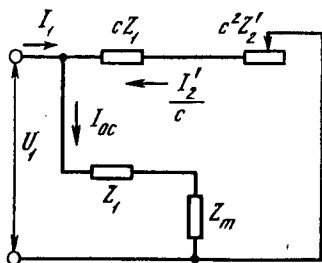


Рис. 8.5. Схема замещения асинхронного двигателя с вынесенным намагничивающим контуром

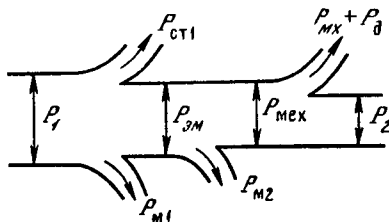


Рис. 8.6. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

мощности пульсационных и поверхностных потерь, возникающих в зубцах статора и ротора при вращении ротора вследствие проходящего через зубец потока.

Подводимая мощность

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi,$$

где U_1 , I_1 — фазные напряжение и ток.

В установившемся режиме $n = \text{const}$ и условие равновесия моментов двигателя имеет вид (см. § 3.1)

$$M = M_0 + M_2.$$

Полезная механическая мощность, соответствующая полезному моменту,

$$P_2 = M_2 \omega = M_2 \frac{2\pi n}{60}.$$

Моменту холостого хода соответствует мощность

$$P_0 = P_{\text{мх}} + P_{\text{л}} = M_0 \omega.$$

Из энергетической диаграммы следует, что полная механическая мощность

$$P_{\text{мех}} = P_2 + (P_{\text{мх}} + P_{\text{л}}) = M_2 \omega + M_0 \omega = (M_2 + M_0) \omega = M \omega.$$

Вращающий момент двигателя создается в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля статора и тока в роторе.

Поле вращается с частотой $n_1 = 60f/p$. Поэтому развиваемая им электромагнитная мощность $P_{\text{эм}} = M \omega_1$. Кроме того, $P_{\text{эм}} = P_{\text{мех}} + P_{\text{м2}}$. Следовательно,

$$P_{\text{эм}} - P_{\text{мех}} = M(\omega_1 - \omega) = P_{\text{м2}};$$

$$M \omega_1 \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = P_{\text{эм}} s = P_{\text{м2}},$$

откуда

$$s = P_{\text{м2}}/P_{\text{эм}}. \quad (8.18)$$

Пусть параметры ротора приведены к статору и в цепь ротора введен добавочный резистор r'_d (двигатель с фазным ротором). Полное активное сопротивление цепи ротора $R'_2 = r'_2 + r'_d$. Вращающий момент

$$M = \frac{P_{\text{м2}}}{\omega_1 - \omega} = \frac{m_1 I_2'^2 R'_2}{\frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} \omega_1} = \frac{m_1 I_2'^2 (R'_2/s)}{\omega_1}. \quad (8.19)$$

Эту формулу можно преобразовать, используя эквивалентную схему замещения с вынесенным намагничивающим контуром (см. рис. 8.5). Чтобы ток I_0 не изменился, достаточно ввести в намагничивающую ветвь сопротивления r_1 и x_{s1} . Из схемы замещения определим ток

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + \frac{cR'_2}{s}\right)^2 + (x_{s1} + cx'_{s2})^2}}.$$

Подставляя значение I_2' в формулу (8.19), получим

$$M = \frac{m_1 U_1^2 (R_2'/s)}{\omega_1 \left[\left(r_1 + \frac{cR_2'}{s} \right)^2 + (x_{s1} + cx'_{s2})^2 \right]}. \quad (8.20)$$

Так как

$$\omega_1 = 2\pi n_1/60 = 2\pi (pn_1/60)(1/p) = 2\pi f/p, \quad (8.21)$$

то

$$M = \frac{m_1 p U_1^2 (R_2'/s)}{2\pi f \left[\left(r_1 + \frac{cR_2'}{s} \right)^2 + (x_{s1} + cx'_{s2})^2 \right]}.$$

Считая, что $p, m_1, r_1, R_2', x_{s1}, x'_{s2}, U_1, f$ неизменны, проанализируем, как зависит вращающий момент от скольжения и активного сопротивления в цепи ротора.

Пусть $r'_d = 0$. В момент включения $n = 0, s = +1$. Двигатель развивает начальный пусковой момент

$$M_{II} = \frac{m_1 p U_1^2 r'_2}{2\pi f [(r_1 + cr'_2)^2 + (x_{s1} + cx'_{s2})^2]}. \quad (8.22)$$

Если $M_{II} > M_0 + M_2$, то двигатель придет во вращение и будет увеличивать частоту вращения до тех пор, пока не наступит равновесие: $M_{II} = M_0 + M_2$. Скольжение соответственно уменьшается. Обычно $x_{s1} + cx'_{s2} > r_1 + cr'_2$, поэтому при уменьшении s в формуле (8.20) одновременно увеличивается и числитель, и знаменатель. При $s \rightarrow 1$ преобладающее значение имеет числитель (момент растет). При $s = 0,12 \div 0,2$ преобладающее значение получает знаменатель (момент уменьшается).

Чтобы определить максимальный вращающий момент $M_{\max}$, следует найти критическое скольжение s_m , соответствующее этому моменту. Для этого необходимо взять производную dM/ds и приравнять ее нулю: $dM/ds = 0$. Решая это уравнение, получим

$$s_m = \pm \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + cx'_{s2})^2}}, \quad (8.23)$$

причем знак «+» соответствует работе двигателя, а знак «-» — работе генератора. Подставляя значение s_m в (8.20) с учетом (8.21), найдем

$$M_{\max} = \frac{p}{2\pi f} \frac{m_1 U_1^2}{2[r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + (x_{s1} + cx'_{s2})^2}]}. \quad (8.24)$$

Пренебрегая сопротивлением r_1 , выражение (8.23) можно упростить:

$$s_m = \pm r'_2/(x_{s1} + cx'_{s2}) = \pm r'_2/x_{sk},$$

где $x_{sk} = x_{s1} + cx'_{s2}$ — индуктивное сопротивление короткого замыкания.

Зависимость $M = f(s)$ приведена на рис. 8.7. Характерными участками этой кривой являются: 1) участок $0 < s < 1$ (двигательный режим);

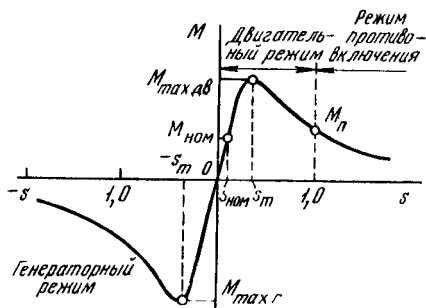


Рис. 8.7. Зависимость вращающего момента асинхронной машины от скольжения

момент $M_{\max}$ пропорционален квадрату фазного напряжения U_1^2 и не зависит от приведенного активного сопротивления ротора r'_2 . Причем чем больше отношение r'_2/x_{sk} , тем больше критическое скольжение, при котором момент равен максимальному.

При пуске двигателя под нагрузкой желательно, чтобы пусковой момент был равен максимальному. Для этого необходимо, чтобы $s_m = 1$, т. е. $R'_2/x_{sk} = 1$, или $R'_2 = r'_2 + r'_{\text{д}} = x_{sk}$. Обычно $r'_2 < x_{sk}$, поэтому при пуске в цепь ротора включают пусковой реостат, сопротивление которого $r'_{\text{д}}$ подобрано таким образом, чтобы $r'_2 + r'_{\text{д}} = R'_2 = x_{sk}$.

При этом характеристика $M = f(s)$ имеет вид кривой 1 на рис. 8.8. Если при разгоне не выводить пусковой реостат, то вращающий момент изменяется согласно кривой 1. Устойчивая работа при нагрузке $M_{\text{ном}}$ соответствует точке а.

Если $R'_2 < x_{sk}$, то $M_n < M_{\max}$. При $R'_2 = 0,7x_{sk}$ максимальный вращающий момент соответствует $s_m = 0,7$ (кривая 2 с устойчивой работой, соответствующей точке б). При $R'_2 = 0,4x_{sk}$ устойчивой работе соответствует точка с кривой 3. Для двигателя без пускового реостата $R'_2 = r'_2$ (кривая 4 с устойчивой работой в точке д). Это семейство кривых поясняет последовательность проведения пусковой операции (пуска). Постепенно выводят реостат и переводят двигатель с работы по одной кривой на другую. Кроме увеличения пускового момента введение реостата позволяет ограничить пусковой ток I_n .

Для вывода расчетной формулы вращающего момента в выражение (8.19) подставляют равенство $I'_2 r'_2 / s = E'_2 \cos \psi_2$, полученное из векторной

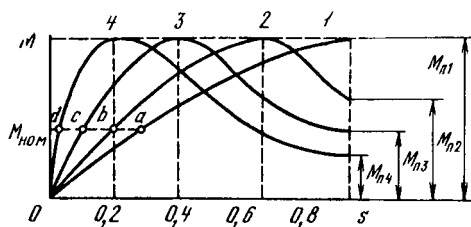


Рис. 8.8. Зависимости $M = f(s)$ при различных сопротивлениях в цепи ротора

диаграммы вторичной цепи двигателя (см. рис. 8.4). Тогда

$$M = \frac{m_1 I_2'}{\omega_1} E_2' \cos \psi_2,$$

где $E_2' = 4,44 f \omega_1 k_{обм1} \Phi_m$; $\omega_1 = 2\pi f/p$.

Окончательно получим

$$\begin{aligned} M &= \frac{m_1 4,44 f w_1 k_{обм1} p \Phi_m}{2\pi f} I_2' \cos \psi_2 = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} m_1 w_1 k_{обм1} I_2' \cos \psi_2 p \Phi_m = k I_2' \Phi_m \cos \psi_2, \end{aligned} \quad (8.25)$$

где $\frac{1}{\sqrt{2}} m_1 w_1 k_{обм1} p = k$.

Вращающий момент асинхронного двигателя пропорционален полной МДС, созданной активной составляющей вторичного тока ($m_1 w_1 k_{обм1} I_2' \cos \psi_2$), и полному магнитному потоку машины ($p \Phi_m$).

При изменении нагрузки от холостого хода до номинальной $\cos \psi_2 \approx 1$. В результате выражение (8.25) упростится:

$$M = k I_2' \Phi_m. \quad (8.26)$$

§ 8.5. Рабочие и механические характеристики асинхронного двигателя

Под рабочими характеристиками асинхронного двигателя понимают зависимости n , M , $\cos \varphi$, η , I_1 , s от P_2 при $U_1 = U_{1ном} = \text{const}$; $f = f_{ном} = \text{const}$. Механические характеристики представляют зависимости $n = f(M)$ или $M = f(s)$ при $U_1 = U_{1ном} = \text{const}$ и $f = f_{ном} = \text{const}$.

Одним из параметров, характеризующих работу асинхронного двигателя, является его *перегрузочная способность* (коэффициент перегрузки по моменту), определяемая отношением максимального момента к номинальному

$$\lambda_M = M_{\max}/M_{ном}. \quad (8.27)$$

Рабочие характеристики двигателя приведены на рис. 8.9. Скоростная характеристика $n = f(P_2)$ является жесткой, так как $n = n_1(1 - s)$; $s = P_{м2}/P_{эм}$. Причем номинальное скольжение мало и для двигателей нормального исполнения $s_{ном} = 1,5 \div 5\%$. При номинальной нагрузке $n \approx \text{const}$ и характеристика $M = f(P_2)$ почти линейная.

Ток I_0 , потребляемый асинхронным двигателем, имеет значительную индуктивную составляющую, почти не зависящую от мощности P_2 в пределах от

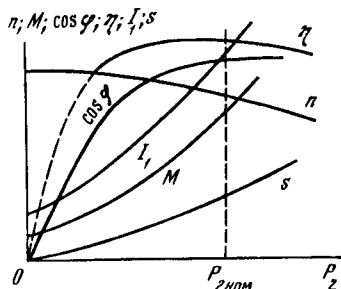


Рис. 8.9. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

P_0 до $P_2 = P_{2\text{ном}}$. Поэтому $\cos \varphi < 1$. При холостом ходе $\cos \varphi_0 \leq 0,2$, но при нагрузке он быстро растет и достигает максимума при мощности $P_2 \approx P_{2\text{ном}}$. При дальнейшем увеличении нагрузки $\cos \varphi$ несколько уменьшается.

В асинхронных двигателях существуют те же виды потерь, что и в двигателях постоянного тока. Лишь добавочные потери имеют специфический характер (пульсационные и поверхностные потери). Поэтому зависимость $\eta = f(P_2)$ имеет обычный для электрических машин вид. КПД мало изменяется в пределах от $P_2 = P_{2\text{ном}}/4$ до $P_2 = 5/4 P_{2\text{ном}}$. Зависимость $s = f(P_2)$ имеет вид, обратный скоростной характеристике. Перегрузочная способность асинхронных двигателей малой и средней мощности $\lambda_M = 1,6 \div 1,8$; средней и большой мощности $\lambda_M = 1,8 \div 2,5$; двигателей специального исполнения $\lambda_M = 2,5 \div 3$.

Из рис. 8.7 очевидно, что асинхронный двигатель, подобно двигателю постоянного тока (ср. § 3.2), может работать и в тормозных режимах: генераторном и противовключения. Кроме того, возможно и динамическое торможение. Рис. 8.10, а, на котором механические характеристики асинхронного двигателя изображены в координатах $\omega = f(M)$, иллюстрирует эти режимы.

Генераторное торможение (рекуперативное торможение) с отдачей энергии в сеть возможно, если под влиянием нагрузочного момента или другой причины угловая скорость станет выше синхронной: $\omega > \omega_1$.

Динамическое торможение достигается, например, в схеме рис. 8.10, б, когда вращающийся двигатель для быстрой его остановки отключается контактами K_1 от трехфазной сети и одновременно подключается контактами K_2 к источнику постоянного напряжения. При этом постоянный ток, проходя по обмоткам статора, создает неподвижное магнитное поле, в котором вращается ротор. В зависимости от сопротивления добавочных резисторов в роторной цепи R_d двигатель имеет характеристики (рис. 8.10, а, второй квадрант) того или иного вида.

Если $R_d = 0$, то в момент переключения двигатель, преодолевавший момент сопротивления M_c , переходит из режима, соответствующего

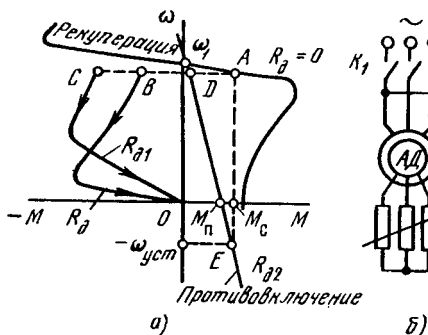


Рис. 8.10. Тормозные режимы работы асинхронного двигателя

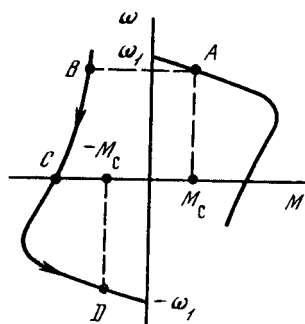


Рис. 8.11. К пояснению процесса торможения противовключением

точке *A* (установившийся режим до торможения), в режим точки *B* и тормозится, обогая характеристику динамического торможения, как показывают стрелки, до полной остановки.

Если $R_d = R_{d1}$, то двигатель переходит в режим, соответствующий точке *C*, с большим тормозным моментом и останавливается быстрее.

Торможение противовключением имеет место в случае, когда при неизменном по значению и знаку моменте сопротивления M_c (поднимаемый груз) включить резистор с большим сопротивлением в цепь ротора R_{d2} , при котором наступит условие $M_c > M_n$ (рис. 8.10, *a*). Тогда двигатель из состояния точки *A* перейдет в точку *D* характеристики с сопротивлением R_{d2} , замедлит, оставаясь на ней, угловую скорость, остановится и начнет вращаться в противоположном направлении с установившейся угловой скоростью $-\omega_{уст}$, определяемой точкой *E*.

Часто режим торможения противовключением наступает, когда во вращающемся двигателе для наиболее быстрой остановки переключают две фазы статорной обмотки, что приводит к изменению направления вращающегося магнитного поля статора на противоположное (рис. 8.11). При этом двигатель из состояния, соответствующего точке *A*, переходит в точку *B* характеристики с синхронной угловой скоростью ω_1 , для которой второй квадрант является участком противовключения, и энергично тормозится. Если в точке *C* двигатель не будет отключен от трехфазной сети, то он перейдет в третий квадрант (двигательный режим с противоположным направлением вращения) и ротор станет вращаться в противоположную сторону (точка *D*).

§ 8.6. Пуск и управление асинхронным двигателем с помощью изменения напряжения на статоре и переключения статорных обмоток

При пуске двигателя в ход на полное напряжение сети возникает большой бросок тока, который в двигателях большой мощности или в сетях с ограниченной мощностью может вызвать значительные падения напряжения, отрицательно сказывающиеся на других потребителях энергии. К тому же пусковой момент (кривая 4 на рис. 8.8) невелик. Тем не менее при пуске двигателей, особенно небольшой мощности, с короткозамкнутым ротором применяют включение, называемое *прямым пуском*.

Пуск двигателей с короткозамкнутым ротором большой мощности, а также двигателей средней мощности при ограниченной мощности сети осуществляют при пониженном напряжении. Например, между сетью и обмотками статора на время пуска подключают добавочные активные (рис. 8.12, *a*) или индуктивные (рис. 8.12, *б*) сопротивления, на которых создаются падения напряжения, пропорциональные пусковому току, в результате чего к статору прикладывается пониженное напряжение и характеристика 2 двигателя (рис. 8.12, *в*) располагается ниже характеристики 1 прямого пуска. По мере разгона ротора ток и падения напряжения уменьшаются, а напряжение на статоре возрастает.

Кроме того, используют переключение обмоток статора со звезды на треугольник. Пуск происходит при соединении обмоток статора

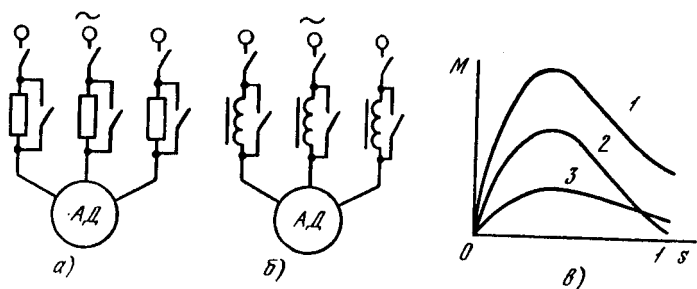


Рис. 8.12. Схемы пуска асинхронных двигателей

в звезду. В этом случае фазные напряжения и ток уменьшаются в $\sqrt{3}$ раз, а линейный ток в 3 раза по сравнению с прямым пуском (рис. 8.12, в, характеристика 3). После разгона ротора обмотки статора переключают в рабочее положение, т. е. соединяют треугольником.

Особенностью способов пуска при пониженном напряжении является значительное по сравнению с прямым пуском уменьшение вращающего момента во время разгона и особенно пускового момента (рис. 8.12, в). Поэтому такой пуск применяют, как правило, на холостом ходу без нагрузки.

Отключение R_d и переключение обмотки статора со звезды на треугольник можно провести автоматически, например, в функции времени или тока, подобно схемам рис. 4.2, б или рис. 4.3.

Пуск двигателей с фазным ротором целесообразно производить путем включения в цепь ротора R_d . Как было показано в § 8.4, при таком пуске не только уменьшается бросок тока, но и резко возрастает пусковой момент (см. рис. 8.8). Пусковой реостат делают секционным и постепенно шунтируют секции вручную или автоматически с помощью схем, подобных рис. 4.2, б или рис. 4.3. Автоматизацию пуска рассматриваемым способом можно также осуществить в функции частоты тока в роторе. Для этого обмотки реле частоты, срабатывающих при определенном скольжении, подключают к щеткам одной из фазных обмоток ротора.

Для регулирования частоты вращения асинхронных двигателей существует несколько способов. Одним из них является рассмотренный способ введения в цепь ротора R_d . В отличие от пуска для регулирования частоты вращения сопротивление реостатов следует изменять плавно. Из рис. 8.8 видно, что подобный способ позволяет регулировать частоту вращения лишь в ограниченном диапазоне и то под нагрузкой (например, при номинальном моменте $M_{ном}$ в диапазоне $a - d$). Кроме того, при таком регулировании вся мощность скольжения, равная $M\omega_1 s$, выделяется в виде теплоты в роторной цепи.

Другим способом регулирования частоты вращения является изменение напряжения на статоре асинхронного двигателя. Как следует из (8.20), вращающий момент изменяется пропорционально квадрату подведенного напряжения. На рис. 8.13, а показаны зависимости $M = f(s)$ двигателя с короткозамкнутым ротором обычного исполнения, для которого $s_m = 0,15 \div 0,25$. Так как s_m определяется в (8.23) только отноше-

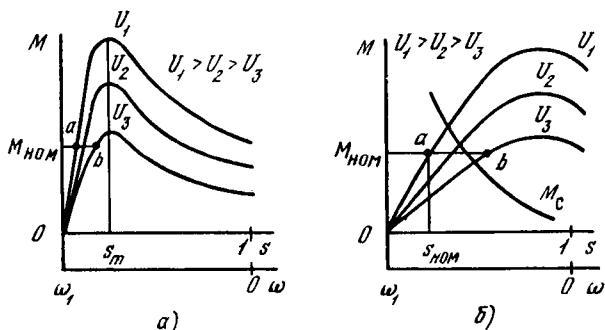


Рис. 8.13. Зависимости $M = f(s)$ асинхронных двигателей при снижении напряжения на статоре

нием активного сопротивления ротора r_2' к суммарному индуктивному сопротивлению x_{sk} и не зависит от напряжения, а момент $M_{\max}$ пропорционален квадрату фазного напряжения (8.24), регулирование частоты вращения таких двигателей возможно в диапазоне $a - b$ только под нагрузкой, соответствующей номинальному моменту $M_{ном}$.

Расширить диапазон регулирования частоты вращения можно, увеличив s_m за счет увеличения r_2' , как это сделано в двигателях с повышенным скольжением, у которых $s_m = 0,5 \div 0,7$. Но и в этом случае (рис. 8.13, б) не удастся получить устойчивого вращения при частотах, близких к нулю, так как жесткость характеристик резко падает с понижением подведенного напряжения.

Для изменения напряжения на статоре используют различные устройства, например магнитные усилители (рис. 8.14, а) и тиристорные регуляторы напряжения (рис. 8.14, б, в). Для управления асинхронными двигателями, как и в случае двигателей постоянного тока, применяют магнитные усилители с самонасыщением (см. § 4.12).

Как было показано в § 4.13, импульсное управление двигателем, когда его периодически подключают к сети с достаточно высокой частотой, сводится к изменению подводимого к статору напряжения, среднее значение которого является функцией скважности γ (4.77). Такое управ-

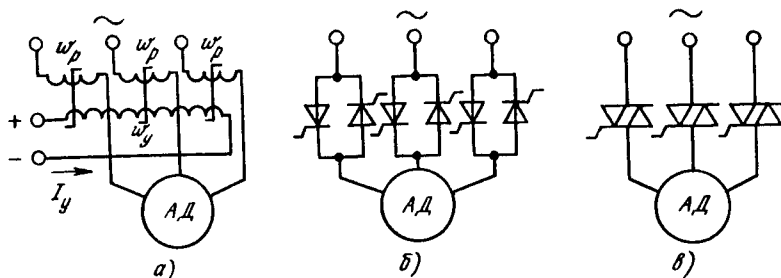


Рис. 8.14. Схемы управления асинхронным двигателем путем изменения напряжения на статоре

вление может быть использовано и для управления асинхронными двигателями. При этом характеристики $M = f(s)$ имеют вид, подобный характеристикам, приведенным на рис. 8.13.

Рассмотрим динамику работы асинхронного двигателя при управлении напряжением на статоре, пренебрегая электромагнитными переходными процессами и учитывая только электромеханические.

Уравнение движения (4.4) для параметров, приведенных к валу двигателя, где p обозначает производную, имеет вид

$$Jp\omega = M - M_c.$$

Пусть в общем виде момент сопротивления является функцией угловой скорости: $M_c(\omega)$ (см. рис. 8.13, б). Учитывая, что вращающий момент двигателя является функцией ω и U , переходный процесс характеризуется в общем виде нелинейным уравнением

$$Jp\omega = M(U, \omega) - M_c(\omega). \quad (8.28)$$

Выведем передаточную функцию в отклонениях, используя линеаризацию статических характеристик. Разлагая (8.28) в ряд Тейлора и пренебрегая величинами высшего порядка малости, получим уравнение динамики в виде

$$Jp\Delta\omega = M_0 + \frac{\partial M}{\partial U}\Delta U + \frac{\partial M}{\partial \omega}\Delta\omega - M_{c0} - \frac{\partial M_c}{\partial \omega}\Delta\omega.$$

Индексом «0» обозначены начальные значения параметров. Вычитая из уравнения динамики уравнение статики $M_0 = M_{c0}$, получим

$$Jp\Delta\omega + \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{\partial M}{\partial \omega} \right) \Delta\omega = \frac{\partial M}{\partial U} \Delta U,$$

или, разделив на выражение в скобках,

$$(T_{\text{м}}p + 1)\Delta\omega = k\Delta U, \quad (8.29)$$

где $T_{\text{м}} = J / \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{\partial M}{\partial \omega} \right)$ — электромеханическая постоянная времени;

$k = \frac{\partial M}{\partial U} / \left(\frac{\partial M_c}{\partial \omega} - \frac{\partial M}{\partial \omega} \right)$ — коэффициент передачи.

Из (8.29) очевидно, что со сделанными допущениями передаточная функция асинхронного двигателя при управлении напряжением имеет вид

$$W(p) = \Delta\omega(p) / \Delta U(p) = k / (T_{\text{м}}p + 1), \quad (8.30)$$

где k , $T_{\text{м}}$ — переменные параметры, зависящие от точки на характеристиках ($M_0 = M_{c0}$), около которой происходит регулирование. Из рис. 8.13, б, видно, что в зависимости от этой точки и характера зависимости $M_c(\omega)$ могут изменяться не только значения параметров, но и вид передаточной функции (ср. с § 4.3 и рис. 4.5, в).

При $M_c = \text{const}$ регулирование происходит на участке $a-b$ и $\partial M_c / \partial \omega = 0$, а зависимость вращающего момента двигателя от скольжения может быть принята линейной:

$$M = M_{\text{ном}} (s/s_{\text{ном}}). \quad (8.31)$$

Дифференцируя выражение для скольжения $s = (\omega_1 - \omega)/\omega_1$ и подставляя его в (8.31), получим $\partial M/\partial \omega = -M_{\text{ном}}/(s_{\text{ном}}\omega_1)$. Тогда параметры передаточной функции (8.30) примут вид

$$T_M = J s_{\text{ном}} \omega_1 / M_{\text{ном}}; \quad k = k_{\text{дв}} s_{\text{ном}} \omega_1 / M_{\text{ном}};$$

где $k_{\text{дв}} = \partial M/\partial U$.

Подчеркнем, что способ управления путем изменения подводимого напряжения может быть применен либо для двигателей небольшой мощности, либо (при средней и большой мощности) при кратковременном регулировании угловой скорости, так как вся мощность скольжения выделяется в виде теплоты в роторе. Это может быстро перегреть двигатель и вывести его из строя.

Существуют асинхронные двигатели, обмотка статора которых позволяет переключить ее, образуя различное число пар полюсов. В таких двигателях возможно ступенчатое управление угловой скоростью путем переключения обмотки статора под нагрузкой. Допустим, что двигатель работал с меньшим числом пар полюсов p_1 , имея синхронную скорость $\omega'_1 = 60f/p_1$ (рис. 8.15), что соответствует точке A характеристики. При переключении на число пар полюсов $p_2 = 2p_1$ синхронная скорость двигателя $\omega''_1 = \omega'_1/2$. Поэтому в момент переключения он перейдет из состояния, соответствующего точке A , в точку B и окажется в генераторном режиме работы. На участке характеристики $B - \omega''_1$ происходит торможение с отдачей энергии в сеть (ср. с рис. 8.10, а). Если момент сопротивления сохранился неизменным, установится новая, примерно в два раза меньшая угловая скорость, определяемая точкой C .

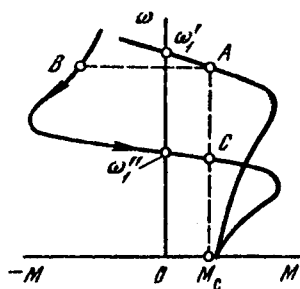


Рис. 8.15. Ступенчатое управление частотой вращения путем переключения числа пар полюсов

§ 8.7. Частотное управление асинхронным двигателем

Наиболее рациональным способом плавного регулирования угловой скорости является частотный. Возможность изменения скорости этим способом видна из выражения для синхронной угловой скорости вращающегося магнитного поля статора $\omega_1 = 2\pi f/p$, из которого следует, что ω_1 прямо пропорциональна частоте f напряжения, подводимого к обмоткам статора.

При изменении частоты возникает необходимость регулирования напряжения, подводимого к статору. Действительно при допущении (8.2) из выражения (8.3) следует, что $U_1 \approx c f \Phi_m$, т. е. при неизменном напряжении и регулировании его частоты изменяется магнитный поток машины. В частности, уменьшение f вызовет такое увеличение Φ_m , при котором противо-ЭДС E_1 уравнивает приложенное напряжение U_1 ($U_1 \approx -E_1$). Увеличение Φ_m приведет к насыщению магнитопровода

двигателя, что связано с резким возрастанием намагничивающего тока и недопустимым нагревом как стали, так и обмоток статора.

Кроме того, увеличение f приводит к уменьшению потока Φ_m , что при постоянстве момента сопротивления в соответствии с выражением (8.26) вызывает увеличение тока в роторе, т. е. перегрев ротора при недоиспользовании стали. Таким образом, для наилучшего использования двигателя необходимо регулировать напряжение одновременно в функции частоты и момента сопротивления.

Частотный способ позволяет устанавливать угловую скорость как выше, так и ниже номинальной. Допускается (в основном из условия прочности) увеличение скорости в 1,5–2 раза выше номинальной. Уменьшить скорость удастся до значений, в 10–15 раз меньших номинальной. Нижний предел частоты определяется сложностью осуществления источника питания с низкой частотой, а также возможностью неравномерного вращения. Таким образом, частотное регулирование позволяет изменять угловую скорость в диапазоне до 20–30. Нижний предел угловой скорости может быть уменьшен с помощью обратных связей по скорости, току и напряжению.

Выведем соотношение между частотой и напряжением, которое необходимо выдерживать при частотном управлении, исходя из условия сохранения перегрузочной способности двигателя $\lambda_m = M_{\max}/M_{\text{ном}}$ неизменной для механической характеристики двигателя, соответствующей любой частоте.

Из (8.24), пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора и учитывая, что x_{sk} пропорционально частоте источника, получим

$$M_{\max} = AU_1^2/f^2, \quad (8.32)$$

где A — коэффициент пропорциональности.

Подставив (8.32) в (8.27), найдем

$$M_{\max}/M_{\text{ном}} = (AU_1^2)/(f^2 M_{\text{ном}}) = \text{const}. \quad (8.33)$$

Из (8.33) следует, что при частоте f_v между напряжениями и частотами при неизменном моменте сопротивления, равном номинальному, должно соблюдаться соотношение: $U_{1v}/U_{1\text{ном}} = f_v/f_{\text{ном}}$.

Зависимости $\omega = f(M)$ двигателя при различных f имеют вид, показанный на рис. 8.16, а.

Преобразователи частоты для управления двигателем могут быть электромашинными и вентильными. Первые громоздки, так как состоят из нескольких машин. Например, преобразователь, осуществленный по схеме Г — Д постоянного тока, приводящий в движение синхронный генератор переменного тока, частота которого пропорциональна угловой скорости, состоит из четырех машин. Применять такой преобразователь целесообразно лишь при групповом одновременном управлении несколькими асинхронными двигателями. Кроме того, электромашинные преобразователи обладают большой инерционностью, объясняющейся необходимостью для изменения частоты изменять угловую скорость агрегата.

Вентильные преобразователи имеют меньшие массу и габариты

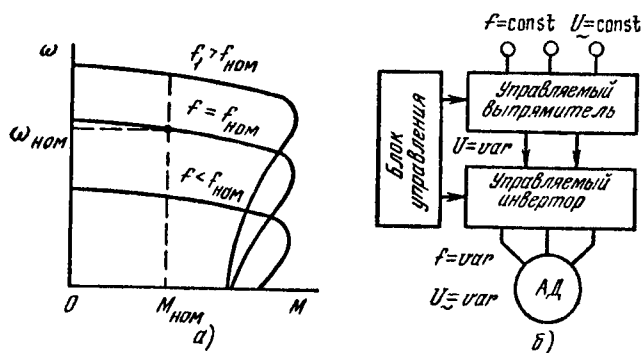


Рис. 8.16. Зависимости $\omega = f(M)$ (а) и структурная схема (б) вентильного преобразователя при частотном управлении асинхронным двигателем

и обладают высокими КПД и быстродействием. Из вентильных преобразователей наиболее целесообразны преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока, выполненные по схеме рис. 8.16, б. Управляемый выпрямитель преобразует энергию переменного тока питающей сети в энергию постоянного тока с регулируемым напряжением, а управляемый инвертор преобразует эту энергию в энергию переменного тока с регулируемой частотой. Регулирование частоты и напряжения осуществляют блоком управления. В качестве управляемых вентилей применяют тиристоры, которые позволяют регулировать частоту в пределах от нескольких тысяч герц до десятых и сотых долей герца независимо от частоты питающей сети.

Выведем передаточную функцию асинхронного двигателя при частотном управлении. Обозначим через ω_{1v} — угловую скорость поля статора при частоте f_v . Тогда относительная скорость поля

$$v = f_v / f_{ном} = \omega_{1v} / \omega_1, \quad (8.34)$$

где скорость ω_1 связана с номинальной частотой сети выражением (8.21).

Введем понятие фиктивного скольжения

$$s_\phi = (\omega_{1v} / \omega_1) s = vs. \quad (8.35)$$

Действительная угловая скорость при частоте f_v

$$\omega = \omega_{1v} (1 - s). \quad (8.36)$$

Подставляя в (8.36) значение ω_{1v} из (8.34) с учетом (8.35), определим

$$\omega = \omega_1 (v - s_\phi). \quad (8.37)$$

Для малых скольжений вращающий момент двигателя пропорционален скольжению:

$$M = (M_{ном} / s_{ном}) s_\phi. \quad (8.38)$$

Подставляя (8.37) и (8.38) в исходное уравнение (4.4) (считая $M_c = 0$) $Jp\omega = M$, получим

$$Jp\omega_1(v - s_\phi) = (M_{\text{ном}}/s_{\text{ном}})s_\phi.$$

Это выражение можно представить как

$$\frac{J\omega_1 s_{\text{ном}}}{M_{\text{ном}}} p \frac{s_\phi}{s_{\text{ном}}} + \frac{s_\phi}{s_{\text{ном}}} = \frac{J\omega_1}{M_{\text{ном}}} pv. \quad (8.39)$$

Если за входную величину принять относительную скорость поля v , а за выходную — относительное скольжение $\sigma = s_\phi/s_{\text{ном}}$, то (8.39) примет вид

$$T_{m1}p\sigma + \sigma = T_{m2}pv,$$

где $T_{m1} = J\omega_1 s_{\text{ном}}/M_{\text{ном}}$; $T_{m2} = J\omega_1/M_{\text{ном}}$.

Передаточная функция асинхронного двигателя при частотном управлении

$$W(p) = \sigma(p)/v(p) = T_{m2}p/(T_{m1}p + 1). \quad (8.40)$$

Частотное управление является одним из перспективных способов управления асинхронными двигателями. Механические характеристики в своей рабочей части достаточно жестки при любом v . Регулирование угловой скорости возможно не только под нагрузкой, но и на холостом ходу. Потери мощности невелики, так как двигатель всегда работает при малых скольжениях. Управление можно осуществить, используя наиболее простой и надежный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Глава 9

АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

§ 9.1. Общие сведения

Асинхронные двигатели малой мощности от долей ватта до 500 Вт применяют в различных отраслях промышленности как в трехфазном, так и в однофазном исполнении. По своему устройству трехфазные асинхронные двигатели малой мощности, используемые в автоматических устройствах, не отличаются от трехфазных асинхронных двигателей общего применения. Маломощные асинхронные двигатели выполняют преимущественно с короткозамкнутым ротором. Однофазные двигатели отличаются от трехфазных лишь тем, что на статоре помещена однофазная обмотка, занимающая $2/3$ пазов.

Работа трехфазных двигателей малой мощности не отличается от работы обычных трехфазных двигателей, рассмотренных ранее. Однако большинство асинхронных двигателей малой мощности выполняют однофазными. Эти двигатели при наличии только одной обмотки на статоре не обладают пусковым моментом, поэтому на статоре таких двигателей предусматривают вспомогательную обмотку или другие пусковые приспособления.

Однофазные асинхронные двигатели с вспомогательной обмоткой на статоре делят на следующие типы:

- 1) однофазные конденсаторные с конденсатором, постоянно включенным в цепь вспомогательной обмотки;
- 2) однофазные с конденсаторным пуском при включении конденсатора во вспомогательную обмотку лишь на время пуска;
- 3) однофазные с реостатным пуском при включении добавочного активного сопротивления во вспомогательную обмотку на время пуска;
- 4) однофазные с расщепленными или экранированными полюсами, выполняемые с явнополюсным статором с сосредоточенной обмоткой и короткозамкнутыми пусковыми витками на частях полюсов.

В однофазных двигателях с вспомогательной обмоткой на статоре как основная, так и вспомогательная обмотки распределены в пазах статора и взаимно сдвинуты по окружности статора на половину полюсного деления или 90 эл. град. Роторы таких двигателей выполняют короткозамкнутыми или полыми в виде стакана из алюминиевого сплава.

Самостоятельную группу составляют двухфазные двигатели, у которых одна из обмоток (обмотка возбуждения) подключается непосредственно к однофазной сети переменного тока, а напряжение к другой (управляющей) обмотке подается от усилителя переменного тока. Ток этой обмотки создает поток, отстающий от тока обмотки возбуждения или опережающий его, осуществляя, таким образом, реверсирование и регулирование частоты вращения двигателя. Такие маломощные двигатели называют *исполнительными*. Исполнительные двигатели применяют в установках автоматического управления и регулирования, счетно-решающих устройствах, следящих системах и других промышленных установках.

§ 9.2. Однофазные и конденсаторные асинхронные двигатели

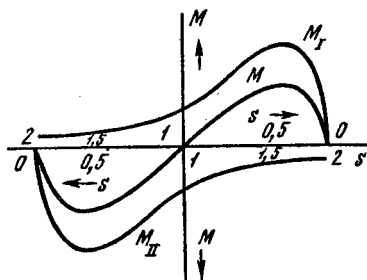
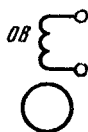
Протекая по однофазной обмотке статора (рис. 9.1), переменный ток создает пульсирующее магнитное поле, которое можно разложить на два одинаковых круговых поля, вращающихся с синхронной частотой n_1 , в противоположные стороны (см. рис. 7.20).

При неподвижном роторе оба поля вращаются относительно него с одной и той же частотой n_1 . Каждое поле наводит в обмотке ротора равные токи. От взаимодействия с наводящими их потоками возникают два одинаковых, но противоположно направленных момента M_I и M_{II} (рис. 9.2), разность которых создает результирующий вращающий момент однофазного двигателя $M = M_I - M_{II}$. Результирующий пусковой момент при $s = 1$ равен нулю и поэтому ротор не приходит во вращение. Отсутствие пускового момента — основной недостаток однофазного двигателя.

Если ротор привести во вращение в каком-нибудь направлении, то вращающаяся в том же направлении МДС создаст те же эффекты, что и в обычном трехфазном двигателе, т. е. по мере разгона двигателя скольжение s уменьшается, а момент M_I увеличивается до определенно-

Рис. 9.2. Зависимость $M = f(s)$ однофазного асинхронного двигателя

Рис. 9.1. Схема однофазного асинхронного двигателя



го предела (рис. 9.2, кривая M_I в первом квадранте). Скольжение ротора относительно прямого поля $s_{np} = (n_1 - n)/n_1 = s$, а частота тока ротора, наведенного этим полем, $f_{2np} = fs$.

Обратно вращающаяся относительно ротора МДС создает режим электромагнитного тормоза, при котором в роторе наводятся токи повышенной частоты, вследствие чего индуктивное сопротивление ротора возрастает, а момент M_{II} уменьшается (рис. 9.2, кривая M_{II} в четвертом квадранте). Скольжение ротора относительно обратного поля

$$s_{обр} = \frac{n_1 - (-n)}{n_1} = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{n_1 + n_1(1 - s)}{n_1} = 2 - s,$$

а частота тока

$$f_{2обр} = fs_{обр} = f(2 - s).$$

При вращении ротора в обратную сторону происходит тот же процесс, но в обратном направлении. Следовательно, направление вращения ротора такого двигателя определяется направлением, в котором привели во вращение ротор.

На рис. 9.2 видно, что двигатель с одной обмоткой пусковым моментом (при $s = 1$) не обладает, но, будучи приведенным во вращение, продолжает вращаться и разовьет результирующий момент.

Намагничивающий ток однофазного двигателя больше, чем трехфазного. Это приводит к снижению $\cos \phi$. КПД η и перегрузочная способность λ_m однофазного двигателя меньше, чем трехфазного. Регулирование частоты вращения осуществить сложнее, оно возможно в более узких пределах, чем у трехфазных двигателей. Таким образом, пусковые, рабочие и регулировочные характеристики однофазного двигателя хуже, чем трехфазного.

Пуск однофазных двигателей осуществляют с помощью вспомогательной обмотки, которая укладывается на статоре под углом 90° к обмотке возбуждения. Если к двум таким обмоткам подвести токи, сдвинутые друг относительно друга по фазе на $T/4$, то возникает вращающееся магнитное поле.

Как отмечалось, такой сдвиг может быть осуществлен путем включения конденсатора в цепь пусковой обмотки ПО (конденсаторный пуск). При работе пусковая обмотка отключается (рис. 9.3). Следова-

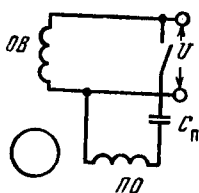


Рис. 9.3. Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковой обмоткой

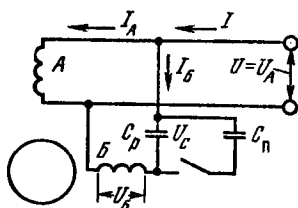


Рис. 9.4. Схема включения конденсаторного асинхронного двигателя

тельно, при пуске двигатель работает как двухфазный, а при нормальной частоте вращения как однофазный.

Условия получения вращающегося магнитного поля выполняются только при включении вполне определенной емкости конденсатора. Эта емкость, а следовательно, габариты конденсаторов получаются значительными (например, для двигателей 50–200 Вт требуется конденсатор емкостью 20–30 мкФ), что ограничивает применение таких однофазных двигателей.

В настоящее время используют однофазные двигатели с пусковой обмоткой, занимающей $1/3$ пазов статора и обладающей по сравнению с главной повышенным активным и малым индуктивным сопротивлениями. Различие в сопротивлениях обмоток обеспечивает сдвиг МДС по фазе, что приводит к возникновению пускового момента $M_n = (1 \div 1,5) M_{ном}$. Наибольшее распространение получили однофазные асинхронные двигатели серии АОЛБ мощностью 18–600 Вт.

Конденсаторные асинхронные двигатели выполняют с короткозамкнутым ротором. В пазах статора укладывают две обмотки А и Б (рис. 9.4). Конденсаторный двигатель хотя и питается от однофазной сети, по существу является двухфазным. Круговое поле в нем создается при равенстве МДС $\vec{F}_A$ и $\vec{F}_B$ обмоток А и Б и сдвига этих МДС на 90° в пространстве и во времени, т. е. $\vec{F}_B = j\vec{F}_A$ или $k_{обм Б} w_B \vec{I}_B = j k_{обм А} w_A \vec{I}_A$, откуда

$$\vec{I}_B = j \frac{k_{обм А} w_A}{k_{обм Б} w_B} \vec{I}_A = j \frac{1}{K} \vec{I}_A, \quad (9.1)$$

где $(k_{обм Б} w_B) / (k_{обм А} w_A) = K$ — коэффициент трансформации для обмоток статора двигателя.

Для получения равенства (9.1) необходимо, чтобы напряжения $\vec{U}_A$ и $\vec{U}_B$ были сдвинуты по фазе на 90° , а приведенное к числу витков обмотки Б напряжение $\vec{U}_A K$ равнялось $\vec{U}_B$, т. е.

$$\vec{U}_B = j \vec{U}_A K. \quad (9.2)$$

Используя уравнения токов $\vec{I} = \vec{I}_A + \vec{I}_B$ и напряжений $\vec{U} = \vec{U}_A = \vec{U}_B + \vec{U}_C$ двигателя с учетом (9.1) и (9.2), построим векторную диаграмму конденсаторного двигателя при круговом поле (рис. 9.5). При построении ее потерями в конденсаторе пренебрегли.

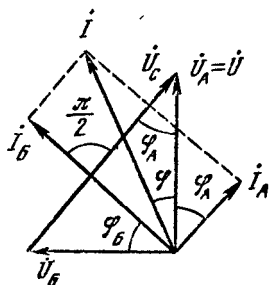


Рис. 9.5. Векторная диаграмма конденсаторного асинхронного двигателя при круговом поле

Из векторной диаграммы определим емкость конденсатора C_p , необходимую для создания кругового вращающегося поля. Для этого из выражения

$$U_C = U_A / \cos \varphi_A \text{ или } U_C = I_B x_C = I_B [1/(\omega C_p)],$$

где x_C — реактивное сопротивление конденсатора, найдем

$$C_p = I_B / \omega U_C = (I_B / \omega U_A) \cos \varphi_A = \\ = (I_B / 2\pi f U_A) \cos \varphi_A.$$

Коэффициент трансформации согласно рис. 9.5 $K = U_B / U_A = \tan \varphi_A$.

При изменении нагрузки двигателя токи I_A , I_B и углы φ_A , φ_B изменяются, вращающееся поле становится эллиптическим.

Таким образом, с помощью конденсатора C_p в таком двигателе можно получить круговое вращающееся поле только для одного вполне определенного режима.

Выбирая конденсатор, следует иметь в виду, что напряжение на нем $U_C = \sqrt{U_A^2 + U_B^2} = U_A \sqrt{1 + K^2}$ может быть выше напряжения сети U .

При пуске двигателя с включенным конденсатором C_p поле принимает эллиптическую форму и пусковой момент составляет до 30% от $M_{ном}$. Для улучшения пусковых характеристик конденсаторного двигателя параллельно с конденсатором C_p в цепь конденсаторной фазы на период пуска включают пусковой конденсатор C_n (см. рис. 9.4). Емкость этого конденсатора рассчитывают, исходя из условия получения достаточного пускового момента $M_n = (1,5 \div 2,5) M_{ном}$. По окончании пуска двигателя конденсатор C_n отключают и двигатель работает только с конденсатором C_p .

Конденсаторные двигатели с пусковым и рабочим конденсаторами применяют для приводов с тяжелыми условиями пуска, т. е. с частыми включениями под нагрузкой. Их недостаток — повышенная стоимость из-за наличия конденсаторных батарей. Характеристики конденсаторного двигателя лучше, чем однофазного. Коэффициент мощности $\cos \varphi = 0,8 \div 0,95$, КПД $\eta = 0,5 \div 0,7$.

Заметим, что маломощные трехфазные асинхронные двигатели могут работать от однофазной сети. Схемы их включения приведены на рис. 9.6. На рис. 9.6, а две фазы обмотки статора соединены последовательно и образуют главную обмотку А, а третья В является пусковой (вспомогательной) и после пуска двигателя отключается вместе с конденсатором C_n . Мощность двигателя в однофазном режиме при этом не превышает 60% от номинальной мощности трехфазного режима.

Если после пуска двигателя конденсатор C_n отключить, оставив включенным лишь конденсатор C_p в цепи обмотки В (рис. 9.6, б), то двигатель будет работать как конденсаторный, развивая мощность, равную 75–80% от номинальной мощности трехфазного режима.

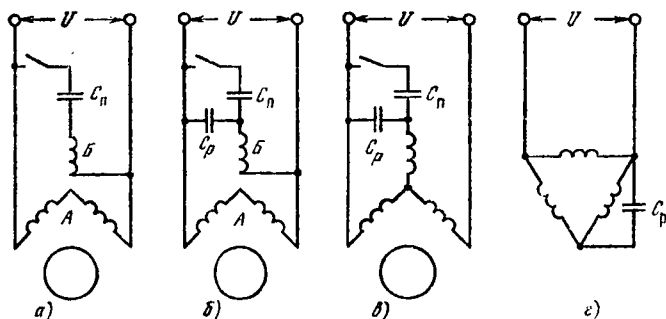


Рис. 9.6. Схемы включения трехфазных асинхронных двигателей в однофазную сеть

На рис. 9.6, в, г приведены другие варианты схем питания трехфазных двигателей от однофазной сети.

Универсальные трехфазные двигатели серии УАД, которые могут работать как от трехфазной, так и однофазной сети, применяют в автоматических устройствах. В этих двигателях на щиток выводятся начала и концы трех фаз обмотки статора.

Для привода вентиляторов, электропроигрывателей, магнитофонов применяют однофазные двигатели с экранированными (расщепленными) полюсами (рис. 9.7, а).

На явновыраженных полюсах статора намотаны катушки однофазной обмотки возбуждения $ОВ$. Каждый полюс статора разделен на две неравные части аксиальным пазом. Меньшую часть полюса охватывает короткозамкнутый виток $К$. Ротор двигателя — короткозамкнутый.

Вращающееся поле в этом двигателе получают следующим образом. Ток I_b , протекающий по обмотке возбуждения, создает пульсирующий магнитный поток Φ_b (рис. 9.7, б). Одна часть его Φ'_b проходит по неэкранированной, а другая Φ''_b — по экранированной части полюса. Поток Φ''_b создает, как и в трансформаторе, поток Φ'_k короткозамкнутого витка. Поэтому в экранированной части полюса действует результирующий поток $\Phi_s = \Phi''_b + \Phi'_k$, наводящий ЭДС E_k в короткозамкнутом витке (рис. 9.7, в), под действием которой возникает ток I_k , отстающий от E_k по фазе на угол φ_k из-за индуктивности витка. Ток I_k и создает поток Φ_k , совпадающий с ним по фазе (если пренебречь потерями в стали).

Таким образом, в двигателе потоки экранированной (Φ_s) и неэкранированной (Φ'_b) частей полюса сдвинуты во времени на некоторый угол ψ (рис. 9.7, в). Кроме того, экранированная и неэкранированная части полю-

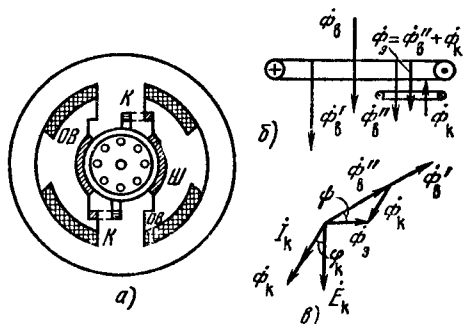


Рис. 9.7. К объяснению принципа действия однофазного двигателя с экранированными полюсами

са сдвинуты и в пространстве. Вследствие недостаточного сдвига потоков Φ , и Φ' во времени и в пространстве и их неравенства результирующее поле двигателя будет эллиптическим, но этого достаточно, чтобы двигатель создавал пусковой момент, составляющий 20–40% $M_{\text{ном}}$.

Для некоторого выравнивания потоков Φ , и Φ' между наконечниками полюсов помещают магнитные шунты III в виде стальных пластин (рис. 9.7, а).

Двигатели с экранированными полюсами изготавливают мощностью от долей ватта до 300 Вт при напряжениях 115, 127 и 220 В. Для таких двигателей опасны частые пуски. Недостатки их – отсутствие реверса, низкие КПД (до 20–40%) и $\cos \varphi = 0,4 \div 0,6$.

§ 9.3. Исполнительные асинхронные двигатели

В зависимости от конструкции ротора различают следующие виды асинхронных исполнительных двигателей: 1) с полым немагнитным ротором; 2) с короткозамкнутым ротором; 3) с полым ферромагнитным ротором; 4) с массивным ферромагнитным ротором.

На статоре двигателя уложены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90 эл.град (рис. 9.8, а). Одна из них – обмотка возбуждения ОВ – включается в сеть, на другую – обмотку управления ОУ – подается сигнал управления U_y .

Сдвиг фаз между напряжениями U_y и $U_{\text{в}}$, необходимый для получения вращающегося поля, создают включением в цепь обмоток конденсаторов.

Иногда такие двигатели включают по мостовой схеме (рис. 9.8, б), когда на статоре уложены электрически связанные между собой двухслойные обмотки с одинаковым числом витков.

— Регулирование частоты вращения двигателей осуществляют путем изменения напряжения U_y при постоянстве его фазы (амплитудное управление) или изменения фазы постоянного напряжения U_y (фазовое управление). Часто применяют амплитудно-фазовое управление двигателем при одновременном изменении значения и фазы напряжения управления относительно напряжения возбуждения.

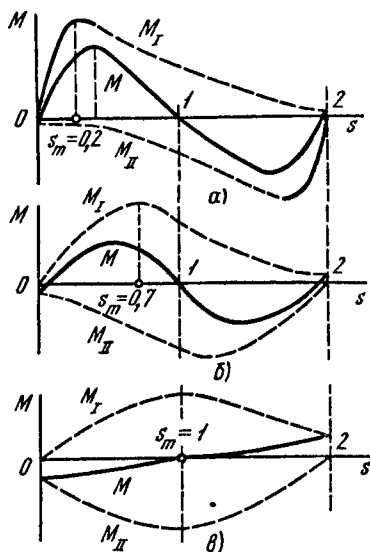
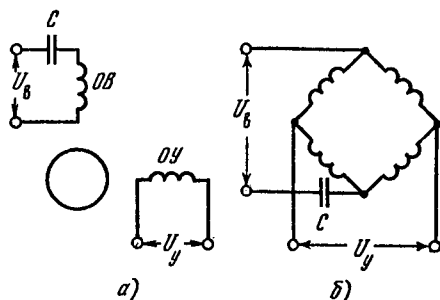
Направление вращения ротора исполнительного двигателя зависит от того, какое из напряжений ($U_{\text{в}}$ или U_y) является опережающим по фазе.

Одно из основных требований, предъявляемых к исполнительному двигателю, заключается в том, что при снятии сигнала ротор должен остановиться без применения каких-либо тормозящих устройств, т. е. должен отсутствовать самоход. Для того чтобы это требование выполнялось, необходимо повысить активное сопротивление ротора до такого значения, при котором критическое скольжение по отношению к прямому полю имеет значение не меньше единицы.

На рис. 9.9 показаны зависимости вращающего момента от скольжения для прямого [$M_I = f(s)$] и обратного [$M_{II} = f(s)$] полей, а также результирующего момента $M = f(s)$ при $U_y = 0$ и различных активных сопротивлениях ротора (наименьшее сопротивление соответствует рис. 9.9, а, наибольшее – рис. 9.9, в).

Рис. 9.9. К пояснению влияния активного сопротивления обмотки ротора на самоход однофазного двигателя

Рис. 9.8. Схемы включения исполнительных асинхронных двигателей



На рис. 9.9, а критическое скольжение по отношению к прямому полю $s_m = 0,2$ и результирующий момент пересекает при двигательном режиме ($0 \leq s \leq 1$) ось абсцисс дважды: при $s = 1$ и $s = 0,02$, т. е. при $n = 0$ и $n = 0,98n_1$. Таким образом, если двигатель работал при $U_y > 0$, а затем сигнал был снят ($U_y = 0$), то ротор не остановится в случае, когда момент сопротивления M_c меньше максимального результирующего момента M_{max} . Это свойство называют *самоходом*. Если двигатель работает вхолостую, т. е. $M = 0$, то он продолжает вращаться с частотой $n = 0,98n_1$.

При $s_m = 0,7$, $U_y = 0$ (рис. 9.9, б) ротор будет продолжать вращаться, если $M < M_{max}$. Отметим, что максимальный результирующий момент имеет значительно меньшее значение, чем в предыдущем случае. Частота вращения холостого хода $n_0 = 0,9n_1$.

При $s_m = 1$ (рис. 9.9, в) кривая результирующего момента пересекает ось абсцисс только в одной точке. В пределах $0 \leq s_m \leq 1$ (двигательный режим) момент M отрицателен, т. е. является тормозящим. Поэтому при $U_y = 0$ ротор остановится. Очевидно, что и при $s_m > 1$, $U_y = 0$ ротор вращаться не сможет, т. е. самоход будет отсутствовать.

Обычно считают, что критическое скольжение однофазного двигателя имеет то же значение, что и для трехфазной (симметричной) асинхронной машины: $s_m = r_2'/x_{sk}$.

Критерием отсутствия самохода является выражение

$$(r_2'/x_{sk}) \geq 1.$$

Практически, учитывая требования не только отсутствия самохода, но и линейности характеристик, параметры исполнительного двигателя выбирают так, чтобы $s_m = 2 \div 5$.

Помимо самохода, вызванного малым значением критического скольжения, может возникнуть еще самоход иного рода. При этом ротор начнет вращаться при включении только обмотки возбуждения. Причиной этого явления служит возникновение слабо эллиптического поля, обусловленного «эффектом короткозамкнутого витка». Таким витком может быть действительно случайно замкнутый на себя виток статорной обмотки, однако тот же эффект может получиться и при замыкании между собой листов статорного пакета, а также при плохой изоляции между листами и стягивающими их шпильками. Кроме того, неодинаковая магнитная проводимость листов статорного пакета по различным радиальным направлениям также может привести к этому явлению.

Самоход такого рода (технологический) чаще всего возникает у двигателей малой мощности (доли ватта), у которых ротор в силу ничтожной инерции приходит во вращение при малейшем отклонении характера поля от пульсирующего.

Для устранения технологического самохода необходимо самым тщательным образом изготовлять обмотку, не допуская коротких замыканий. Рекомендуется применять острые штампы, не требующие последующей обработки пакета; склейку листов вместо стягивания их шпильками; веерообразную сборку.

Асинхронный исполнительный двигатель должен работать на устойчивой части механической характеристики в широком диапазоне частот вращения. Этого можно добиться, если выполнить ротор с большим активным сопротивлением, при котором максимум вращающего момента смещается в область отрицательных частот вращения (рис. 9.10, кривая 3). Для сравнения на том же рисунке показаны механические характеристики обычного асинхронного двигателя (кривая 1), имеющего участок *ab* устойчивой работы, составляющий 10–20 % от диапазона изменения частот вращения, и двигателя с повышенным сопротивлением ротора (кривая 2).

Следовательно, путем увеличения активного сопротивления обеспечивается работа двигателя в широком диапазоне изменения частоты вращения ротора на устойчивой части механической характеристики, ее линейность и отсутствие самохода в однофазном режиме.

Высокое быстродействие исполнительных двигателей можно обеспечить, выполнив их с малым моментом инерции вращающихся частей.

Асинхронные двигатели с полым немагнитным ротором. Схема конструкции такого двигателя представлена на рис. 9.11. Внешний статор 1 набран из листов электротехнической стали и не отличается от статора обычного асинхронного двигателя. Обмотки 2 возбуждения и управления, расположенные в пазах статора, как правило, выполняют двухслойными с укороченным шагом. Внутренний статор 3 набирают из листов электротехнической стали, он служит для уменьшения магнитного сопротивления потоку, проходящему через зазор. Полый ротор 4 выполняют в виде тонкостенного стакана из сплавов алюминия. Своим дном он жестко укрепляется на валу 5, свободно вращающемся в подшипниках. Толщину стенок ротора в зависимости от мощности берут в пределах от 0,2 до 1,0 мм.

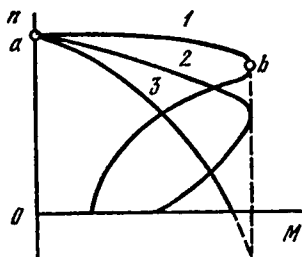


Рис. 9.10. Механические характеристики асинхронного двигателя с различным активным сопротивлением ротора

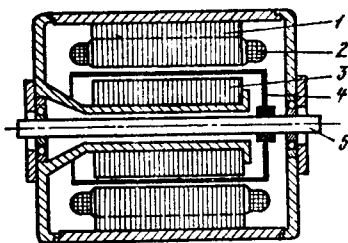


Рис. 9.11. Схема конструкции исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором

В двигателях мощностью до 1,5 Вт обмотки размещают в пазах внутреннего статора, а внешний статор служит для уменьшения магнитного сопротивления. Иногда одну из обмоток размещают на внешнем, а другую на внутреннем статоре.

Размер зазоров между ротором и статорами не превосходит 0,15–0,25 мм. Так как ротор является немагнитным и представляет собой как бы зазор, общий размер зазора между внешним и внутренним статором составляет 0,5–1,5 мм.

Из-за большого зазора намагничивающий ток двигателя с полым немагнитным ротором достигает 90% от номинального тока. Коэффициент мощности и КПД двигателя низкие. Из-за большого намагничивающего тока приходится увеличивать площадь сечения провода обмоток и объем пазов статора, а следовательно, размеры и общую массу машины.

К преимуществам таких двигателей следует отнести высокое быстродействие, бесшумность вращения, отсутствие радиопомех.

Исполнительные двигатели с полым немагнитным ротором изготавливают мощностью от долей до сотен ватт на частоты 50, 400, 500, 800 и 1000 Гц.

Асинхронные двухфазные двигатели с короткозамкнутым ротором. Эти двигатели применяют в системах автоматики, где быстродействие не играет существенной роли. Обмотку ротора выполняют из материала с повышенным удельным сопротивлением (латунь, бронза), с тем чтобы увеличить зону устойчивой работы, обеспечить линейность регулирования, устранить самоход. При этом критическое скольжение $s_m = 3 \div 4$.

Асинхронный исполнительный двигатель с короткозамкнутым ротором выполняют с малым воздушным зазором — до 0,15 мм. Уменьшение воздушного зазора снижает намагничивающий ток, что увеличивает коэффициент мощности, КПД, вращающий момент и, следовательно, повышает быстродействие.

Асинхронные двигатели с полым ферромагнитным ротором. Такие двигатели используют в схемах автоматики в качестве исполнительных и вспомогательных. Ротор выполняют в виде стального цилиндра с толщиной стенки 0,5–3 мм. Внутреннего статора нет, так как маг-

нитный поток замыкается через ротор. Вследствие эффекта вытеснения тока и большого удельного сопротивления стали активное сопротивление полого ферромагнитного ротора довольно высокое, что устраняет самоход, обеспечивает устойчивую работу двигателя во всем диапазоне частот вращения и приближает механические и регулировочные характеристики к линейным. Этот двигатель обладает большим моментом инерции и небольшим пусковым моментом, что снижает его быстродействие. Для увеличения пускового момента и мощности в некоторых двигателях цилиндрическую поверхность ротора покрывают слоем меди толщиной 0,05–0,1 мм, а торцовые поверхности – слоем меди до 1 мм. Следует иметь в виду, что стальной ротор таких двигателей чувствителен к неравномерности воздушного зазора и при небольшом эксцентриситете может произойти «прилипание» ротора.

Асинхронные двигатели с массивным ферромагнитным ротором. Эти двигатели удобны в маломощных установках, работающих на высоких скоростях. Ротор двигателя не имеет обмотки, он выполнен в виде массивного цилиндра из стали или чугуна и обладает большим моментом инерции. Для улучшения характеристик поверхности ротора омедняют.

Принцип действия таких двигателей состоит в следующем. При подведении к обмотке управления OU напряжения U_y (см. рис. 9.8, а) токи, протекающие по обмоткам, создают круговое или эллиптическое вращающееся магнитное поле. Это поле, пересекая полый ротор или проводники короткозамкнутого ротора, индуцирует в нем токи. В результате взаимодействия этих токов с вращающимся магнитным полем создается вращающийся момент, который, действуя на ротор, увлекает его в сторону вращения поля.

§ 9.4. Схемы замещения и параметры двухфазных исполнительных асинхронных двигателей

Предположим, что к обмоткам возбуждения OB и управления OU (рис. 9.12) подведены напряжения, сдвинутые на угол φ .

В общем случае $w_y \neq w_b$, поэтому параметры обмотки OU приведем к параметрам обмотки OB , где $w'_b = w_b k_{обм\,b}$; $w'_y = w_y k_{обм\,y}$ – эффективные числа витков, определяемые через действительные числа витков и обмоточные коэффициенты. Тогда $U_b/U_y = w'_b/w'_y$, $U'_y = U_b$, где $U'_y = U_y (w'_b/w'_y)$. Кроме того, $I_b/I_y = w'_y/w'_b$; $I'_y = I_b$.

Воспользуемся методом симметричных составляющих, согласно которому любая несимметричная двухфазная система временных векторов, например напряжений (рис. 9.13), может быть разложена на две симметричные составляющие, каждая из которых состоит из двух векторов, одинаковых по значению и сдвинутых между собой на угол 90° . Одна из них – система векторов напряжений прямой последовательности $\dot{U}_{Ib}$ и $\dot{U}'_{Iy}$ – имеет чередование фаз такое же, как у исходной несимметричной системы, а другая – система векторов напряжений обратной последовательности $\dot{U}_{IIb}$ и $\dot{U}'_{IIy}$ – имеет противоположное чередование фаз. Таким образом, согласно рис. 9.13 можно записать следующие уравнения:

$$\dot{U}_b = \dot{U}_{Ib} + \dot{U}_{IIb}; \quad \dot{U}'_y = \dot{U}'_{Iy} + \dot{U}'_{IIy}; \quad \dot{U}'_{Iy} = -j\dot{U}_{Ib}; \quad \dot{U}'_{IIy} = j\dot{U}_{IIb},$$

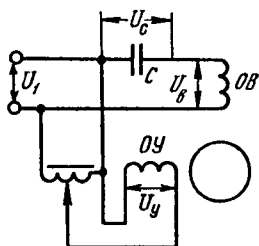


Рис. 9.12. Схема двух-
фазного исполнитель-
ного асинхронного
двигателя

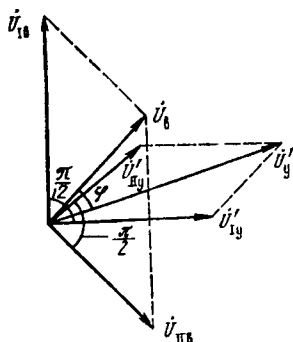


Рис. 9.13. Несимметрич-
ная система векторов
напряжений и ее симмет-
ричные составляющие

т. е. напряжения равны по значению и сдвинуты на 90° . Следовательно,

$$\dot{U}_b = \dot{U}_{1b} + \dot{U}_{11b}; \quad \dot{U}'_y = -j\dot{U}_{1b} + j\dot{U}_{11b}. \quad (9.3)$$

Решим эти уравнения совместно, предварительно умножив их на $-j$:

$$\dot{U}_{1b} = (\dot{U}_b + j\dot{U}'_y)/2; \quad \dot{U}'_y - j\dot{U}_b = -2j\dot{U}_{11b}.$$

Умножив на $+j$ и сложив уравнения (9.3), получим напряжение обратной последовательности

$$\dot{U}_{11b} = (\dot{U}_b - j\dot{U}'_y)/2; \quad \dot{U}'_y + j\dot{U}_b = 2j\dot{U}_{11b}.$$

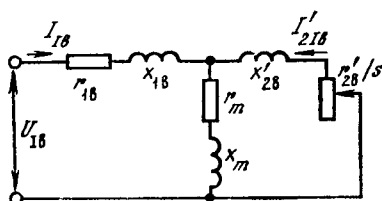
Схема замещения асинхронного двигателя для напряжений прямой последовательности представлена на рис. 9.14. Параметры двигателя можно заменить полным сопротивлением схемы замещения

$$Z_1 = r_1 + jx_1 = Z_{1b1} + \frac{Z'_{2b1}Z_m}{Z'_{2b1} + Z_m}, \quad (9.4)$$

где r_1 , x_1 — активная и индуктивная составляющие полного сопротивления для прямой последовательности; $Z_{1b1} = r_{1b} + jx_{1b}$; $Z'_{2b1} = (r'_{2b}/s) + jx'_{2b}$; $Z_m = r_m + jx_m$ — полные сопротивления для соответствующих участков схемы замещения.

Такой же вид имеет схема замещения и для напряжения обратной последовательности (рис. 9.15), где составляющая $2-s$ показывает, что поле вращается противоположно вращению ротора.

Рис. 9.14. Схема замещения
двигателя для напряжений пря-
мой последовательности



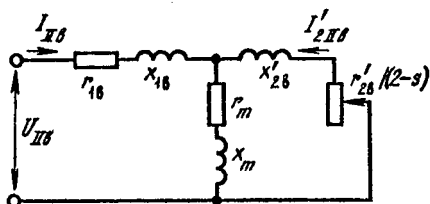


Рис. 9.15. Схема замещения двигателя для напряжений обратной последовательности

Аналогично (9.4) полное сопротивление этой схемы замещения

$$Z_{II} = r_{II} + jx_{II} = Z_{1II} + \frac{Z'_{2II}Z_m}{Z'_{2II} + Z_m}, \quad (9.5)$$

где $Z'_{2II} = \frac{r'_{2\delta}}{2-s} + jx'_{2\delta}$ — полное сопротивление участка схемы замещения.

Для расчета емкости пускового конденсатора C_n исходят из условия обеспечения вращающегося поля при включении двигателя. Для определения C_n найдем напряжение обратной последовательности и приравняем его к нулю.

Обозначив через Z_C — сопротивление конденсатора, вычислим

$$\dot{U}_v = \dot{U} - \dot{I}_v Z_C; \quad \dot{I}_v = \dot{I}_{Iv} + \dot{I}_{IIv}; \quad (9.6)$$

$$\dot{I}_{Iv} = \dot{U}_{Iv} / Z_I; \quad \dot{I}_{IIv} = \dot{U}_{IIv} / Z_{II}. \quad (9.7)$$

После подстановки (9.7) в (9.6) получим

$$\dot{U}_v = \dot{U} - \dot{U}_{Iv} \frac{Z_C}{Z_I} - \dot{U}_{IIv} \frac{Z_C}{Z_{II}}.$$

После преобразований с учетом (9.3) определим

$$\dot{U} = \dot{U}_{Iv} (1 + Z_C / Z_I) + \dot{U}_{IIv} (1 + Z_C / Z_{II}).$$

Для упрощения обозначим $k_I = (Z_C + Z_I) / Z_I$; $k_{II} = (Z_C + Z_{II}) / Z_{II}$. Следовательно, $\dot{U} = \dot{U}_{Iv} k_I + \dot{U}_{IIv} k_{II}$.

Для обмотки ОУ $\dot{U}'_y = \dot{U}'_{Iy} + \dot{U}'_{IIy}$; $\dot{U}'_y = -j\dot{U}_{Iv} + j\dot{U}_{IIv}$.

Из приведенных выражений получим уравнение для напряжения обратной последовательности:

$$j\dot{U} = \dot{U}'_y k_I = j\dot{U}_{IIv} (k_I + k_{II}).$$

Поэтому напряжение обратной последовательности

$$\dot{U}_{IIv} = (\dot{U} - j\dot{U}'_y k_I) / (k_I + k_{II}). \quad (9.8)$$

Приравняв выражение (9.8) к нулю, получим

$$\dot{U} - j\dot{U}'_y k_I = 0.$$

Так как $n = 0$ ($s = +1$), режим соответствует короткому замыканию. Поэтому можно записать

$$Z_I = r_k + jx_{sk},$$

где $r_k = r_1 + r_2'$; $x_{sk} = x_{s1} + x_{s2}'$. Кроме того, $Z_C = -jx_C$; $x_C = 1/(\omega C)$. Тогда $k_1 = \frac{r_k + j(x_{sk} - x_C)}{r_k + jx_{sk}}$. После несложных преобразований найдем

$$\begin{aligned}\dot{U}(r_k + jx_{sk}) - j\dot{U}'_y[r_k + j(x_{sk} - x_C)] &= 0; \\ \dot{U}r_k + j\dot{U}x_{sk} - j\dot{U}'_yr_k + \dot{U}'_y(x_{sk} - x_C) &= 0.\end{aligned}$$

Приравнивая мнимую и вещественную части к нулю $\dot{U}x_{sk} - \dot{U}'_yr_k = 0$;

$\dot{U}r_k + \dot{U}'_yx_{sk} - \dot{U}'_yx_C = 0$, определим

$$\dot{U}/\dot{U}'_y = r_k/x_{sk}; \quad x_C = x_{sk} + r_k \frac{\dot{U}}{\dot{U}'_y}. \quad (9.9)$$

Считая условие (9.9) выполненным, получим

$$x_C = (r_k^2 + x_{sk}^2)/x_{sk}, \quad (9.10)$$

$$C_\pi = 1/(\omega x_C) = 1/(2\pi f x_C). \quad (9.11)$$

§ 9.5. Вращающий момент двухфазного исполнительного асинхронного двигателя

Используя схемы замещения (рис. 9.14 и 9.15), определим токи в статорном и роторном участках исполнительного двигателя, протекающие под действием симметричных составляющих напряжений:

$$I_{Ib} = \dot{U}_{Ib}/Z_I; \quad I_{IIb} = \dot{U}_{IIb}/Z_{II}; \quad (9.12)$$

$$I'_{2Ib} = \frac{\dot{U}_{Ib}}{Z_I} \frac{Z_m}{Z_m + Z'_{2bl}}; \quad I'_{2IIb} = \frac{\dot{U}_{IIb}}{Z_{II}} \frac{Z_m}{Z_m + Z'_{2blI}}. \quad (9.13)$$

Модули токов I'_{2Ib} и I'_{2IIb} прямой и обратной последовательностей в роторе, приведенные к числу фаз статора и числу витков обмотки OB , рассчитаем, используя (9.13):

$$\begin{aligned}I'_{2Ib} &= U_{Ib} \left| \frac{Z_m}{Z_I(Z_m + Z'_{2bl})} \right|; \\ I'_{2IIb} &= U_{IIb} \left| \frac{Z_m}{Z_{II}(Z_m + Z'_{2blI})} \right|. \quad (9.14)\end{aligned}$$

По аналогии с уравнением (8.19) для двухфазного асинхронного двигателя можно записать

$$M = P_{эм}/\omega_1 = m_1(I'_2)^2 r'_2/(\omega_1 s). \quad (9.15)$$

Формула (9.15) справедлива и для нахождения вращающих моментов прямой и обратной последовательностей двигателя. Тогда в соответствии со схемами замещения (рис. 9.14 и 9.15) и выражениями (9.14) уравнения для моментов прямой и обратной последовательностей примут вид

$$M_I = \frac{2I_{2Ib}^2 r'_2}{\omega_1 s} = \frac{2U_{Ib}^2 r'_2}{\omega_1 s} \left| \frac{Z_m}{Z_I(Z_m + Z'_{2bl})} \right|^2;$$

$$M_{II} = \frac{2I_{IIb}^2 r_2'}{\omega_1 (2-s)} = \frac{2U_{IIb}^2 r_2'}{\omega_1 (2-s)} \left| \frac{Z_m}{Z_{II}(Z_m + Z_{2bII})} \right|^2.$$

Результирующий момент равен разности моментов прямой и обратной последовательностей:

$$M = M_I - M_{II} = \frac{2U_{Ib}^2 r_2'}{\omega_1 s} \left| \frac{Z_m}{Z_I(Z_m + Z_{2bI})} \right|^2 - \frac{2U_{IIb}^2 r_2'}{\omega_1 (2-s)} \left| \frac{Z_m}{Z_{II}(Z_m + Z_{2bII})} \right|^2. \quad (9.16)$$

Вращающий момент в относительных единицах рассмотрим относительно пускового момента M_{II} , развиваемого двигателем при $s = 1$ и круговом поле, т. е. при $U_{IIb} = 0$, $U_{Ib} = U_b$:

$$M_{II} = \frac{2U_b^2 r_2'}{\omega_1} \left| \frac{Z_m}{Z_{II}(Z_m + Z_{2bII})} \right|^2. \quad (9.17)$$

Вращающий момент в относительных единицах равен отношению выражений (9.16) и (9.17)

$$m = M/M_{II}. \quad (9.18)$$

Анализируя (9.16), можно сделать следующие выводы:

1) при круговом вращающемся поле ($U_{IIb} = 0$, $U_{Ib} = U_b$) вращающий момент наибольший:

$$M_{\max} = \frac{2U_b^2 r_2'}{\omega_1 s} \left| \frac{Z_m}{Z_I(Z_m + Z_{2bI})} \right|^2; \quad (9.19)$$

2) при пульсирующем поле ($U_{Ib} = U_{IIb}$) и скольжении $s = 1$ $M_{II} = 0$;

3) при пульсирующем поле ($s \neq 1$) двигатель развивает вращающий момент прямого или обратного направления;

4) при изменении поля от пульсирующего до вращающегося происходит уменьшение M_{II} при одновременном увеличении M_I , т. е. результирующий момент растет.

§ 9.6. Характеристики исполнительных асинхронных двигателей

Так же как и для исполнительных двигателей постоянного тока, значения частоты вращения, вращающего момента и напряжения удобнее использовать в относительных единицах:

$$n/n_1 = v; \quad M/M_{II} = m; \quad U_y/U_b = \alpha.$$

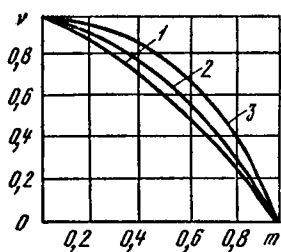


Рис. 9.16. Механические характеристики исполнительных асинхронных двигателей

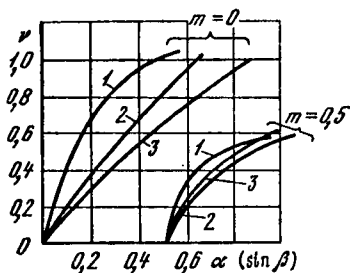


Рис. 9.17. Регулировочные характеристики исполнительных асинхронных двигателей

При $U'_y = U_v$ в двигателе имеет место круговое вращающееся поле и эффективный коэффициент сигнала

$$\alpha_e = K\alpha = 1,$$

где $K = w_y/w_v$ — коэффициент трансформации.

С изменением напряжения управления U_y эффективный коэффициент сигнала α_e будет отличным от единицы, а поле — эллиптическим. При $\alpha_e = 0$, т. е. снятом сигнале управления, поле становится пульсирующим.

Основными характеристиками двигателей являются:

- а) механические характеристики: $v = f(m)$ при $\alpha = \text{const}$;
- б) регулировочные характеристики: $v = f(\alpha)$ или $v = f(\sin \beta)$ при $m = \text{const}$;
- в) характеристики мощности управления: $P_y = f(\alpha)$ при $v = \text{const}$, $P_y = f(v)$ при $\alpha = \text{const}$;
- г) характеристики мощности возбуждения: $P_v = f(\alpha)$ при $v = \text{const}$; $P_v = f(v)$ при $\alpha = \text{const}$;
- д) характеристики полезной (выходной) мощности: $P_2 = f(v)$ при $\alpha = \text{const}$;
- е) зависимость максимальной механической мощности от коэффициента сигнала: $P_{\text{мех max}} = f(\alpha)$ при $v = \text{const}$.

На рис. 9.16 приведены механические характеристики исполнительных двигателей при амплитудном (кривая 1), фазовом (кривая 2) и амплитудно-фазовом (кривая 3) управлении.

На рис. 9.17 показаны регулировочные характеристики двигателей также при амплитудном (кривая 1), фазовом (кривая 2) и амплитудно-фазовом (кривая 3) управлении.

На рис. 9.18 даны зависимости мощностей управления и возбуждения от частоты вращения при нескольких постоянных значениях коэффициента сигнала. Зависимости мощностей управления и возбуждения от коэффициента сигнала при нескольких постоянных значениях частоты вращения приведены на рис. 9.19. Зависимость полезной механи-

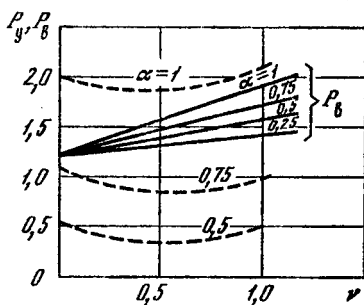


Рис. 9.18. Зависимости мощностей управления (пунктирные линии) и возбуждения (сплошные линии) от частоты вращения

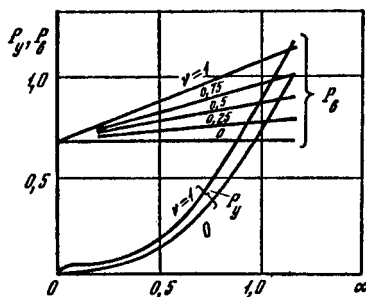


Рис. 9.19. Зависимости мощностей управления и возбуждения от коэффициента сигнала

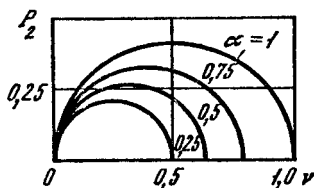


Рис. 9.20. Зависимость полезной механической мощности от частоты вращения

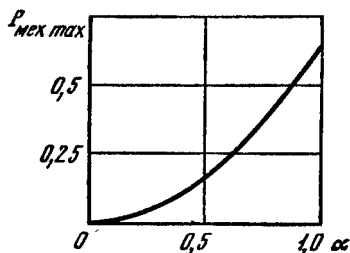


Рис. 9.21. Зависимость максимальной механической мощности $P_{\text{мех max}}$ от коэффициента сигнала α

ческой мощности от частоты вращения при постоянном коэффициенте сигнала представлена на рис. 9.20. На рис. 9.21 дана зависимость максимальной механической мощности от коэффициента сигнала при постоянной номинальной частоте вращения.

§ 9.7. Управление двухфазными исполнительными асинхронными двигателями

На рис. 9.22 приведены зависимости вращающего момента исполнительного двигателя от скольжения, определяемые уравнением (9.16). Кривая 1 соответствует активному сопротивлению ротора, при котором критическое скольжение $s_{m1} = (r_2/x_{sk}) < 1$; кривая 2 — активному сопротивлению ротора, при котором $s_{m2} > 1$.

Статическая устойчивость работы двигателя обеспечивается только на участке $0 \leq s \leq s_m$. Устойчивой работой во всем диапазоне частот вращения $0 \leq s \leq 1$ обладают только двигатели с характеристикой 2. Регулирование частоты вращения ротора путем изменения напряжения на обмотках статора эффективно только у двигателей с характеристикой 2.

Следовательно, статически устойчивая работа исполнительного дви-

гателя во всем диапазоне частот вращения возможна при $s_m \geq 1$. Критическое скольжение реальных двигателей $s_m = 3 - 4$.

При амплитудном управлении (рис. 9.23, а) обмотку возбуждения *ОВ* подключают к сети переменного тока с номинальным напряжением $\dot{U}_1$. На обмотку управления *ОУ* от источника питания *ИП* подают сигнал — напряжение управления $\dot{U}_y$, сдвинутое по фазе относительно напряжения возбуждения $\dot{U}_b$ (напряжения сети) на угол 90° . Управление частотой вращения ротора осуществляют путем изменения амплитуды $\dot{U}_y$ при неизменной его фазе (рис. 9.23, б).

Уравнение (9.16) преобразуют к удобному для расчетов виду:

$$M = \frac{1}{4} M_{\max} (N_k + 2) \left[\frac{(1 + \alpha_e)^2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + N_k} - \frac{(1 - \alpha_e)^2}{\frac{2-s}{s_m} + \frac{s_m}{2-s} + N_k} \right], \quad (9.20)$$

где

$$M_{\max} = \frac{U_b^2}{c_1 \omega_1 [(r_{1b} \cos \delta + x_{1b} \sin \delta + \sqrt{z_{1b}^2 + 2c_1 x_{2b}'} \dots \dots \rightarrow \dots \rightarrow \dots \times (x_{1b} \cos \delta - r_{1b} \sin \delta) + (c_1 x_{2b}')^2]} \quad (9.21)$$

— максимальный момент, соответствующий s_m ; $N_k = \frac{2s_m}{c_1 r_2'} (r_{1b} \cos \delta + x_{1b} \sin \delta)$ — коэффициент, зависящий от параметров схемы замещения; $z_{1b} = |Z_{1b}|$ — модуль сопротивления обмотки *ОВ* статора;

$$s_m = \frac{c_1 r_2'}{\sqrt{z_{1b}'^2 + 2c_1 x_{2b}' (x_{1b} \cos \delta - r_{1b} \sin \delta) + (c_1 x_{2b}')^2}}. \quad (9.22)$$

Входящие в выражения (9.21) — (9.22) модуль c_1 и аргумент δ постоянной c_n для схемы замещения определяются равенствами

$$c_n = c_1 e^{j\delta} = c_1 (\cos \delta + j \sin \delta) = 1 + (z_{1b}/z_m);$$

$$c_1 = \frac{\sqrt{(r_{1b} + r_m)^2 + (x_{1b} + x_m)^2}}{z_m}; \quad \delta = \arctg \left(\frac{x_{1b} r_m - r_{1b} x_m}{z_m^2 + r_m r_{1b} + x_m x_{1b}} \right),$$

где $z_m = |Z_m|$.

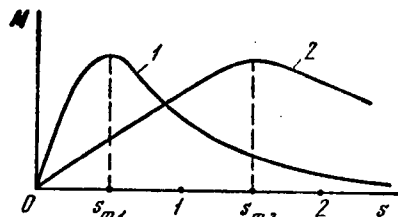


Рис. 9.22. Зависимости вращающего момента асинхронного двигателя от скольжения

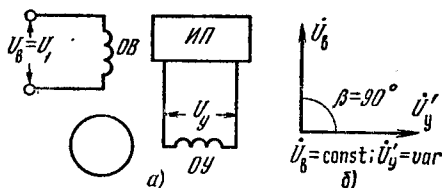


Рис. 9.23. Схема амплитудного управления исполнительным двигателем

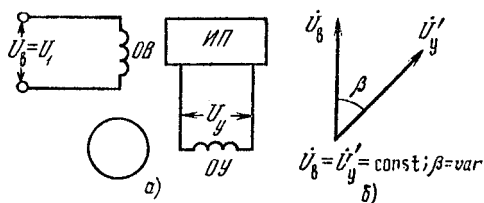


Рис. 9.24. Схема фазового управления исполнительным двигателем

Уравнения (9.17) и (9.18) принимают вид

$$M_{II} = \frac{N_k + 2}{N_k + s_m + (1/s_m)} M_{\max}; \quad (9.23)$$

$$m = \frac{1}{4} \left(N_k + s_m + \frac{1}{s_m} \right) \left[\frac{(1 + \alpha_e)^2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + N_k} - \frac{(1 - \alpha_e)^2}{\frac{2-s}{s_m} + \frac{s_m}{2-s} + N_k} \right]. \quad (9.24)$$

Пусковой момент ($s = 1$) в относительных единицах согласно (9.24)

$$m_n = \alpha_e. \quad (9.25)$$

Производную момента по частоте вращения в относительных единицах называют коэффициентом внутреннего демпфирования. Используя (9.24) и (9.25), определим

$$k_{\text{демп}} = \frac{dm}{dv} = -\frac{1}{4} \left(N_k + s_m + \frac{1}{s_m} \right) \times \\ \times \left[\frac{(1 + \alpha_e)^2 \left[\frac{s_m}{(1-v)^2} - \frac{1}{s_m} \right]}{\left(\frac{1-v}{s_m} + \frac{s_m}{1-v} + N_k \right)^2} + \frac{(1 - \alpha_e)^2 \left[\frac{s_m}{(1+v)^2} - \frac{1}{s_m} \right]}{\left(\frac{1+v}{s_m} + \frac{s_m}{1+v} + N_k \right)^2} \right],$$

где $v = n/n_1 = 1 - s$ — относительная частота вращения ротора.

Производную пускового момента в относительных единицах по коэффициенту сигнала называют коэффициентом пускового момента: $k_n = dm_n/d\alpha_e = 1$.

При фазовом управлении (рис. 9.24, а) обмотку возбуждения ОВ подключают к сети с номинальным напряжением. На обмотку управления ОУ от источника питания ИП подают напряжение, номинальное по значению и переменное по фазе относительно напряжения возбуждения. Управление частотой вращения ротора осуществляют путем изменения фазы напряжения управления — угла β (рис. 9.24, б). При $\sin \beta = 1$ вращающееся поле имеет форму круга независимо от частоты вращения ротора, а при $\sin \beta = 0$ получаем пульсирующее поле.

Выражение для вращающего момента (9.16) принимает вид

$$M = \frac{1}{2} M_{\max} (N_k + 2) \left[\frac{1 + \sin \beta}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + N_k} - \frac{1 - \sin \beta}{\frac{2-s}{s_m} + \frac{s_m}{2-s} + N_k} \right], \quad (9.26)$$

а уравнение (9.18) в относительных единицах

$$m = \frac{1}{2} \left(N_k + s_m + \frac{1}{s_m} \right) \left[\frac{1 + \sin \beta}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + N_k} - \frac{1 - \sin \beta}{\frac{2-s}{s_m} + \frac{s_m}{2-s} + N_k} \right]. \quad (9.27)$$

Пусковой момент в относительных единицах согласно (9.27)

$$m_n = \sin \beta. \quad (9.28)$$

Коэффициенты внутреннего демпфирования и пускового момента определяют из (9.27) и (9.28):

$$k_{\text{демп}} = dm/dv = -\frac{1}{2} \left(N_k + s_m + \frac{1}{s_m} \right) \times \\ \times \left[\frac{(1 + \sin \beta) \left(\frac{s_m}{(1-v)^2} - \frac{1}{s_m} \right)}{\left(\frac{1-v}{s_m} + \frac{s_m}{1-v} + N_k \right)^2} + \frac{(1 - \sin \beta) \left(\frac{s_m}{(1+v)^2} - \frac{1}{s_m} \right)}{\left(\frac{1+v}{s_m} + \frac{s_m}{1+v} + N_k \right)^2} \right]; \\ k_n = dm_n/d(\sin \beta) = 1.$$

При амплитудно-фазовом управлении (рис. 9.25, а) обмотку управления OU подключают к сети через регулятор напряжения PH , напряжение $\dot{U}'_y$ совпадает по фазе с напряжением сети $\dot{U}_1$. Сдвиг по фазе тока, а следовательно, и напряжения на обмотке возбуждения OB относительно напряжения обмотки OU осуществляют с помощью конденсатора C , который включают последовательно с обмоткой OB . Управление двигателем производят путем изменения напряжения управления. Несмотря на то что фаза приведенного напряжения управления $\dot{U}'_y$ постоянна (совпадает с фазой $\dot{U}_1$) (рис. 9.25, б), при регулировании $\dot{U}'_y$ наблюдается одновременное изменение как значения, так и фазы $\dot{U}_b$. Это объясняется тем, что напряжение возбуждения $\dot{U}_b$ равно геометрической разности напряжения сети $\dot{U}_1$ и напряжения на конденсаторе $\dot{U}_c$ (рис. 9.25, в): $\dot{U}_b = \dot{U}_1 - \dot{U}_c$.

Напряжение на конденсаторе $\dot{U}_c$ при изменении $\dot{U}'_y$ или частоты вращения ротора n меняется вследствие изменения тока в цепи возбуждения

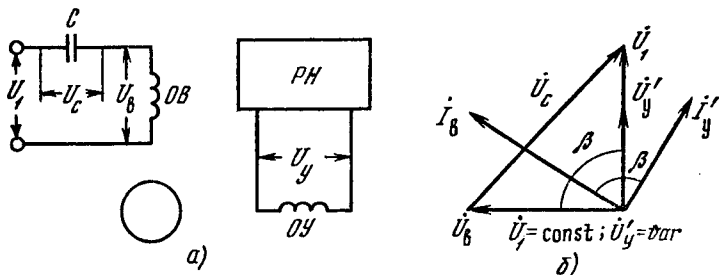


Рис. 9.25. Схема амплитудно-фазового управления исполнительным двигателем с конденсатором в цепи возбуждения

ния, который является функцией скольжения и коэффициента сигнала: $\dot{U}_c = -j\dot{I}_b x_c$. Следовательно, меняются значение и фаза напряжения возбуждения $\dot{U}_b$.

Отметим, что механические характеристики исполнительных двигателей при различных способах управления (амплитудном, фазовом, амплитудно-фазовом) близки между собой. Незначительно отличаются между собой по виду и регулировочные характеристики (ср. кривые 1, 2 и 3 на рис. 9.16 и 9.17).

§ 9.8. Передаточная функция двухфазного исполнительного асинхронного двигателя

Как указывалось в § 9.7, механические и регулировочные характеристики двухфазных исполнительных двигателей при амплитудном, фазовом и амплитудно-фазовом управлении близки между собой. Это позволяет рекомендовать единую методику определения вида и параметров передаточной функции для всех способов управления. Рассмотрим эту методику применительно к амплитудному управлению, как к наиболее распространенному.

Предположим, что имеются механическая и регулировочная характеристики двигателя при таком способе управления (рис. 9.26). Для учета влияния параметров усилителя на свойства привода целесообразно использовать характеристики, полученные экспериментальным или расчетным путем для двигателя с выходным каскадом усилителя, питающего обмотку управления.

Полагая $M_c = 0$ (при его учете необходимо использовать уравнения в отклонениях), запишем исходные уравнения в виде

$$Jp\omega = M; \quad (9.29)$$

$$M = M_n - k_\omega \omega; \quad (9.30)$$

$$M_n = k_U U_y, \quad (9.31)$$

где $k_\omega = \operatorname{tg} \gamma_1$ (рис. 9.26, а).

Зависимость (9.31) считают линейной (рис. 9.26, б), поэтому коэффициент управления по напряжению k_U легко определить из (9.31), подставив номинальные значения пускового момента и управляющего напряжения:

$$k_U = \operatorname{tg} \alpha = M_{n\text{ном}} / U_{y\text{ном}}. \quad (9.32)$$

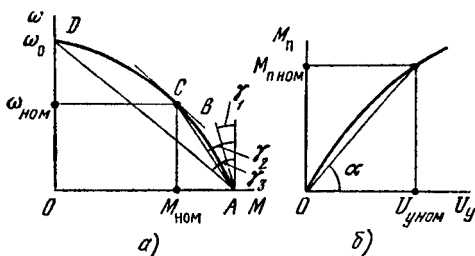


Рис. 9.26. Линеаризация механической (а) и регулировочной (б) характеристик двухфазного исполнительного двигателя

Механическая характеристика большей частью нелинейна, поэтому осуществляют ее линеаризацию. Если установившийся режим — вращение двигателя с частотой, близкой к номинальной, то правильнее провести

линеаризацию с помощью касательной в точке C (рис. 9.26, а). Если частота вращения изменяется в широких пределах, то линеаризацию осуществляют либо с помощью касательной AB , либо с помощью секущих AC и AD .

Линеаризацию с помощью секущей AD применяют редко, так как она хотя и охватывает весь диапазон изменения угловой скорости от нуля до холостого хода, но дает слишком заниженные значения параметров передаточной функции.

Чаше используют линеаризацию с помощью касательной AB , соответствующей работе двигателя в следящей системе, где часты реверс и пуск. Однако для определения параметров необходимо располагать механической характеристикой, заданной графически.

Рекомендуют осуществлять линеаризацию секущей AC , которая дает промежуточные значения параметров, близкие к номинальному режиму работы. В данном случае параметры передаточной функции определяют без учета заданной графически механической характеристики, только по паспортным данным двигателя и выражению

$$k_{\omega} = (M_{п\text{ном}} - M_{\text{ном}}) / \omega_{\text{ном}} = 30(M_{п\text{ном}} - M_{\text{ном}}) / (\pi n_{\text{ном}}),$$

где $M_{п\text{ном}}$, $M_{\text{ном}}$, $n_{\text{ном}}$ — пусковой момент, номинальный момент и номинальная частота вращения при номинальном напряжении управления.

Подставив (9.31) и (9.30) в (9.29), получим уравнение электромеханического переходного процесса в изображениях:

$$Jp\omega(p) = k_U U_y(p) - k_{\omega}\omega(p).$$

Обозначив $k_{\text{дв}} = k_U / k_{\omega}$; $T_m = J / k_{\omega}$, определим передаточную функцию двигателя:

$$W(p) = \omega(p) / U_y(p) = k_{\text{дв}} / (T_m p + 1), \quad (9.33)$$

которая, будучи выведенной без учета электрических переходных процессов, относится к любому из способов управления двухфазным двигателем, если можно считать в динамике справедливыми соотношения, полученные для установившихся режимов в виде механической и регулировочной характеристик. Отличие состоит лишь в определении коэффициента $k_{\text{дв}}$, который, например, для фазового управления $k_{\text{дв}} = k_{\beta} / k_{\omega}$, где $k_{\beta} = \partial M_{\text{п}} / \partial \beta$ — коэффициент управления по фазе.

Основные технические данные некоторых серий маломощных асинхронных двигателей приведены в табл. П.12 — П.17.

§ 9.9. Асинхронные тахогенераторы

Наряду с тахогенераторами постоянного тока (см. § 2.3) в автоматических устройствах для преобразования частоты вращения в электрический сигнал применяют тахогенераторы переменного тока.

Из тахогенераторов переменного тока самое широкое применение получили асинхронные тахогенераторы с полым ротором, конструкция которых не отличается от конструкции исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором (см. рис. 9.11).

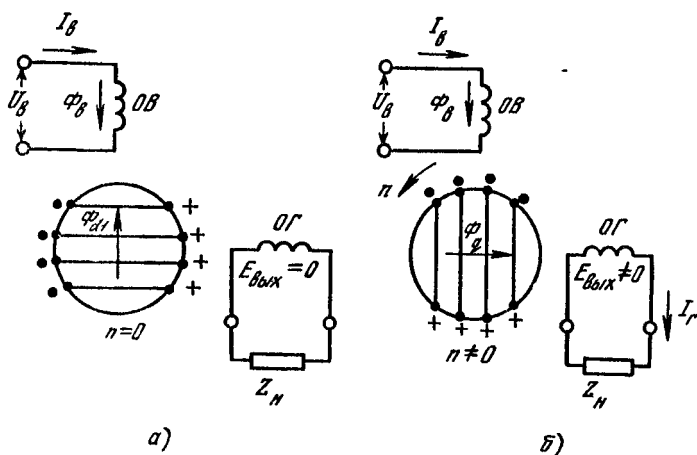


Рис. 9.27. К пояснению принципа действия асинхронного тахогенератора

К тахогенераторам предъявляют ряд требований, основными из которых являются: линейность выходной характеристики, отсутствие радиопомех, бесшумность работы, простота устройства, эксплуатационная надежность, быстродействие (малая электромеханическая постоянная времени), малые размеры и масса.

Принципиальная схема асинхронного тахогенератора приведена на рис. 9.27. Обмотка OB подключена к сети. С обмотки генератора OG снимается выходное напряжение тахогенератора. Эта обмотка называется выходной или генераторной и замкнута на нагрузку Z_H .

Принцип действия асинхронного тахогенератора состоит в следующем. Переменный ток возбуждения создает пульсирующий поток Φ_v , который, пересекая полый ротор, наводит в нем ЭДС трансформации, создающую токи в роторе. Контуры этих токов (направления которых обозначены точками и крестиками) располагаются в плоскостях, перпендикулярных потоку возбуждения Φ_v (рис. 9.27, а). Эти токи создают магнитный поток ротора Φ_{d1} , направленный навстречу потоку возбуждения. Разность $\Phi_v - \Phi_{d1}$ образует результирующий продольный поток, который при неподвижном роторе не наводит ЭДС в обмотке OG , поэтому выходное напряжение тахогенератора равно нулю.

При вращении стенки полого ротора пересекают результирующий поток Φ и в них кроме ЭДС трансформации находится еще ЭДС вращения. Под действием ЭДС вращения по ротору протекают токи, контуры которых при его большом активном сопротивлении практически совпадают с осью потока возбуждения Φ_v (рис. 9.27, б). Эти токи создают магнитный поток ротора Φ_q , который направлен по поперечной оси тахогенератора. Магнитный поток Φ_q сцепляется с витками обмотки OG и наводит в них выходную ЭДС тахогенератора $E_{\text{вых}}$. Так как поток Φ_q изменяется с частотой сети, то и частота выходной ЭДС равна частоте сети и не зависит от частоты вращения ротора.

ЭДС ротора, а следовательно, магнитный поток Φ_r и выходная ЭДС $E_{\text{вых}}$ согласно (1.2) пропорциональны частоте вращения ротора:

$$\begin{aligned} E_{\text{вых}} &= cn\Phi, \\ E_{\text{вых}} &= k_r\omega = k_r(d\alpha/dt), \end{aligned} \quad (9.34)$$

где ω — угловая скорость ротора, равная первой производной от угла поворота ротора α ; k_r — коэффициент передачи тахогенератора.

Выходное напряжение тахогенератора $U_{\text{вых}}$ меньше ЭДС $E_{\text{вых}}$ на падение напряжения в обмотке $ОГ$, сопротивление которой Z_r :

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{E}_{\text{вых}} - \dot{I}_r Z_r,$$

где $\dot{I}_r$ — ток в обмотке $ОГ$ (рис. 9.27, б).

Зависимость $U_{\text{вых}} = f(n)$ называют *выходной характеристикой* асинхронного тахогенератора. Основными требованиями, предъявляемыми к выходной характеристике, являются: ее линейность, т. е. пропорциональность между $U_{\text{вых}}$ и n ; постоянство фазы вектора $\dot{U}_{\text{вых}}$ при изменении n ; наибольшая крутизна (отношение $U_{\text{вых}}/n$); симметрия (постоянство $U_{\text{вых}}$ при вращении ротора в противоположных направлениях с одинаковыми частотами); стабильность (независимость выходной характеристики от температуры, условий эксплуатации, времени работы и т. п.).

Особенно жесткие требования предъявляют к выходной характеристике тахогенераторов, работающих в счетно-решающих устройствах в дифференцирующих и интегрирующих схемах.

Теоретически выходное напряжение тахогенератора может быть исследовано путем анализа выражения выходной характеристики, которое в комплексной форме представляют в виде

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{-jK\dot{U}_B v}{A - \dot{B}v^2}, \quad (9.35)$$

где $K = k_{\text{обмГ}}w_r/(k_{\text{обмВ}}w_B)$ — коэффициент трансформации обмоток тахогенератора [(ср. с (9.1)]; $k_{\text{обмГ}}$; $k_{\text{обмВ}}$ — обмоточные коэффициенты генераторных обмоток $ОГ$ и $ОВ$; $v = n/n_1$ — относительная частота вращения; A и $\dot{B}$ — комплексные коэффициенты, зависящие от параметров тахогенератора, т. е. его активных и индуктивных сопротивлений.

Как следует из выражения (9.35), напряжение $U_{\text{вых}}$ не является линейной функцией относительной частоты вращения v . Нелинейность создает квадратичная зависимость $\dot{B}v^2$. Если $\dot{B}v^2 = 0$, то $U_{\text{вых}}$ пропорционально v и тахогенератор считают идеальным. При проектировании тахогенераторов член выражения $\dot{B}v^2$ стараются уменьшить за счет уменьшения v или $\dot{B}$.

С целью уменьшения относительной частоты вращения $v = pn/(60f)$ тахогенераторы проектируют на большую частоту f с наименьшим числом пар полюсов p . Обычно $p \geq 2$.

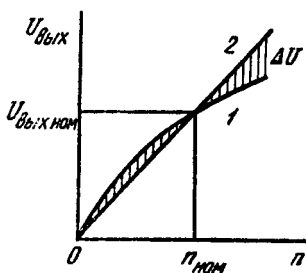


Рис. 9.28. Выходные характеристики асинхронного тахогенератора

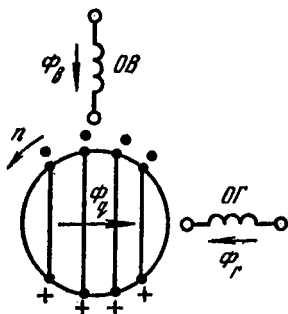


Рис. 9.29. К пояснению реакции генераторной обмотки

Комплексный коэффициент

$$\dot{B} = (K^2/Z_n)(Z'_p{}^2/r'_{2p}) + (Z'_p/r'_{2p}),$$

где Z'_p — полное сопротивление ротора тахогенератора, приведенное к обмотке возбуждения; r'_{2p} — активное сопротивление ротора, приведенное к обмотке возбуждения.

Для уменьшения коэффициента $\dot{B}$ стараются работать при больших сопротивлениях нагрузки Z_n , а ротор тахогенератора с целью увеличения r'_{2p} выполняют из материалов с большим удельным сопротивлением (фосфористой или марганцевистой бронзы или из сплавов типа манганин, нейзильбер).

К уменьшению K и Z обычно не прибегают, так как первое снижает крутизну выходной характеристики, а второе — увеличивает габариты тахогенератора.

Отклонение реальной (рис. 9.28, кривая 1) выходной характеристики $U_{\text{вых}} = f(\pi)$ от идеальной (рис. 9.28, кривая 2) называют *амплитудной (скоростной) погрешностью* ΔU тахогенератора. Амплитудную погрешность определяют как отношение (выраженное в процентах) отклонения реальной выходной характеристики от идеальной к максимальной ЭДС генераторной обмотки $E_{\text{вых max}}$.

Фактически наличие амплитудной погрешности можно объяснить целым рядом факторов. Во-первых, падением напряжения в выходной (генераторной) обмотке $I_r Z_r$; во-вторых, уменьшением магнитного потока Φ_q вследствие размагничивающего действия магнитного потока реакции генераторной обмотки Φ_r (рис. 9.29); в-третьих, отклонением магнитного потока Φ_q от поперечной оси (рис. 9.30) из-за изменения индуктивного сопротивления рассеяния ротора, которому соответствует поток рассеяния Φ_{d2} . Этот поток создается токами ротора, возникающими от ЭДС вращения в результате пересечения ротором магнитного потока Φ_q в направлении, показанном на рис. 9.31. Кроме того, амплитудная погрешность возникает при изменении тока возбуждения I_b , а следовательно, и магнитного потока Φ_b в результате действия дополнительной ЭДС, наведенной в обмотке возбуждения потоком Φ_{d2} .

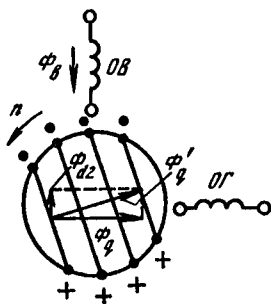


Рис. 9.30. К пояснению отклонения потока ротора от поперечной оси

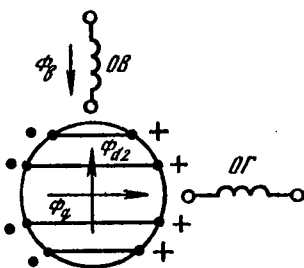


Рис. 9.31. К пояснению возникновения продольного потока ротора

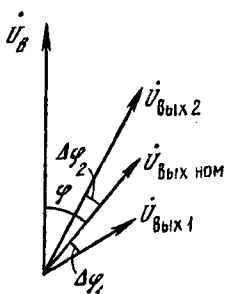


Рис. 9.32. К понятию о фазовой погрешности

Для получения минимальной амплитудной (скоростной) погрешности стараются работать при малых относительных частотах ν , т. е. уменьшают номинальную частоту вращения до 0,2—0,25 от синхронной частоты в тахогенераторах высокой точности и до 0,5—0,7 от синхронной частоты в тахогенераторах следящих систем и тахогенераторах для измерения частоты вращения. В первых из них $\Delta U = 0,05 \div 0,1\%$, во вторых $\Delta U = 0,2 \div 2,5\%$.

Выходное напряжение асинхронного тахогенератора $U_{\text{вых}}$ не совпадает по фазе с напряжением возбуждения $U_{\text{в}}$ и не остается постоянным по фазе при изменении частоты вращения. Отклонение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ по фазе от номинального $U_{\text{вых ном}}$, измеренное в угловых градусах или минутах, называют *фазовой погрешностью* $\Delta\phi$ тахогенератора. Она отрицательна ($\Delta\phi_1$) при низких и положительна ($\Delta\phi_2$) при высоких частотах вращения (рис. 9.32). Фазовая погрешность в основном определяется индуктивными сопротивлениями ротора и обмоток статора.

Фазовая погрешность современных тахогенераторов высокой точности лежит в пределах нескольких минут, а обычных тахогенераторов достигает нескольких градусов.

На значение и фазу выходного напряжения, как следует из выражения (9.35), влияет значение и характер нагрузки (рис. 9.33).

Из рис. 9.33, а видно, что активная и чисто индуктивная нагрузка снижают, а емкостная увеличивает $U_{\text{вых}}$. Можно подобрать такое соотношение между активной и емкостной нагрузками, называемое иногда *компаундированием*, при котором амплитудная погрешность минимальна (значение $U_{\text{вых}}$ близко к пунктирной прямой) в большом диапазоне изменения $z_{\text{н}}$. Однако такое компаундирование увеличивает изменение фазы $U_{\text{вых}}$ (рис. 9.33, б) по сравнению с чисто индуктивной нагрузкой. Как следует из рисунка, минимальное влияние на фазовую характеристику оказывает активно-индуктивная нагрузка. Таким образом, условия компаундирования нагрузки по влиянию на амплитуду и фазу противоречивы. Поэтому целесообразно производить компаундирование по тому параметру, постоянство которого для данной схемы наиболее существенно.

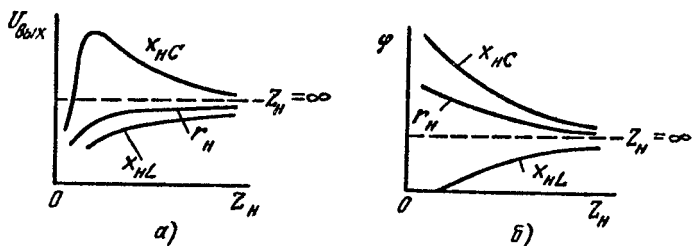


Рис. 9.33. Влияние нагрузки на выходное напряжение (а) и его фазу (б) при постоянной частоте вращения тахогенератора

Чем больше крутизна выходной характеристики (коэффициент передачи, вычисленный для отклонений входного и выходного параметров) $k'_t = \Delta E_{\text{вых}} / \Delta n$ или $k_t = \Delta E_{\text{вых}} / \Delta \omega$, тем больше чувствительность тахогенератора и всей автоматической системы, в которой он работает. Крутизна выходной характеристики зависит от магнитного потока возбуждения Φ_v , сопротивления ротора z_p , числа витков генераторной обмотки w_r .

Чем больше поток возбуждения Φ_v , тем больше ЭДС и ток ротора, поток Φ_r , а следовательно, и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$. Чем меньше z_p и больше w_r , тем больше ток ротора и выходное напряжение тахогенератора $U_{\text{вых}}$, а следовательно, и крутизна его характеристики k'_t .

Увеличение k'_t тахогенератора почти всегда ведет к росту его амплитудной и фазовой погрешностей. Действительно, увеличение k'_t уменьшает z_p (оно в основном активное). В то же время уменьшение r'_{2p} ухудшает линейность выходной характеристики и увеличивает фазовую погрешность. Так же влияет и w_r . Поэтому при проектировании тахогенераторов стремятся увеличить k'_t либо уменьшить ΔU и $\Delta \varphi$.

Крутизна выходной характеристики современных тахогенераторов определяется их назначением. У точных тахогенераторов $k'_t =$

$$= 1 \div 3 \frac{\text{мВ}}{\text{об/мин}}, \quad \text{у тахогенераторов следящих систем } k'_t = \\ = 6 \div 10 \frac{\text{мВ}}{\text{об/мин}}.$$

В схемах автоматики очень важно, чтобы значение выходного напряжения тахогенератора не зависело от направления вращения ротора. При изменении направления вращения ротора должна меняться на обратную (на 180°) только фаза выходного напряжения. Практически у всех тахогенераторов выходная характеристика несимметрична — напряжение $U_{\text{вых}}$ при вращении ротора в противоположных направлениях имеет различное значение, особенно в начальной части выходной характеристики (при малых n).

Большое влияние на несимметрию выходной характеристики оказывает нулевая (остаточная) ЭДС E_0 , т. е. ЭДС, наводимая в генераторной обмотке при неподвижном роторе. Теоретически при $n = 0$ в генераторной обмотке не должно наводиться никаких ЭДС, так как обмотки w_v и w_r должны иметь пространственный сдвиг друг относительно друга на 90° . Однако этот сдвиг отличается от 90° . Кроме того, в тахогенера-

торе имеют место несимметрия магнитной цепи (неравенство магнитных проводимостей в различных радиальных направлениях), неравномерность воздушного зазора, различная толщина стенок стакана ротора, магнитные потоки рассеяния, емкостные связи между обмотками. В результате в генераторной обмотке тахогенератора даже при $n = 0$ наводится некоторая ЭДС E_0 , называемая нулевой (остаточной). ЭДС E_0 изменяется при повороте (изменении положения) ротора от $\dot{E}_{0\max}$ до $\dot{E}_{0\min}$. Остаточную ЭДС можно разделить на две составляющие: переменную $\dot{E}_{0\text{var}}$ и постоянную $\dot{E}_{0\text{const}}$.

Переменная составляющая $\dot{E}_{0\text{var}} = \dot{E}_{0\max} - \dot{E}_{0\min}$ зависит от толщины (электрической проводимости) стенок стакана ротора и составляет 3–7 мВ.

Постоянная составляющая $\dot{E}_{0\text{const}}$ обуславливается неточным смещением обмоток, магнитной несимметрией стали и воздушного зазора, наличием потоков рассеяния и емкостных связей. У большинства тахогенераторов $E_{0\text{const}} = 25 \div 100$ мВ.

Для борьбы с постоянной составляющей $E_{0\text{const}}$ обмотку возбуждения и генераторную обмотку размещают на разных статорах: одну на внутреннем, другую на внешнем. При сборке тахогенератора внутренний статор поворачивают, находят положение, соответствующее $\dot{E}_{0\min}$, и в этом положении закрепляют. Кроме того, листы пакетов стали статоров надежно изолируют, собирают всею, причем пакеты хорошо обрабатывают. Для борьбы с переменной составляющей $\dot{E}_{0\text{var}}$ тщательно обрабатывают (калибруют) ротор. В особо точных тахогенераторах для борьбы с $\dot{E}_0$ применяют дополнительные компенсационные обмотки, включаемые по специальным схемам.

Выходная ЭДС тахогенератора $\dot{E}_{\text{вых}\Sigma}$ фактически представляет собой сумму основной генераторной ($\dot{E}_{\text{вых}}$) и остаточной ($\dot{E}_0$) ЭДС: $\dot{E}_{\text{вых}\Sigma} = \dot{E}_{\text{вых}} + \dot{E}_0$.

Если считать, что при изменении направления вращения $\dot{E}_0 = \text{const}$, а $\dot{E}_{\text{вых}}$ меняет фазу на 180° , то, как видно из векторной диаграммы рис. 9.34, $\dot{E}_{\text{вых}\Sigma}$ меняет свое значение ($\dot{E}'_{\text{вых}\Sigma} < \dot{E}_{\text{вых}\Sigma}$); изменение фазы $\varphi' - \varphi$ менее 180° .

Важнейшим способом борьбы с несимметрией выходной характеристики является уменьшение нулевой остаточной ЭДС.

Необходимо, чтобы выходная характеристика тахогенератора была стабильной, т. е. не зависела от изменения температуры, нагрузки, условий эксплуатации, времени работы и т. п.

В реальных тахогенераторах при изменении температуры меняются активные сопротивления обмотки возбуждения, ротора, генераторной обмотки. Кроме того, происходят изменения насыщения стали, остаточного магнетизма, а также величины и характера нагрузки и т. п. В результате выходная характе-

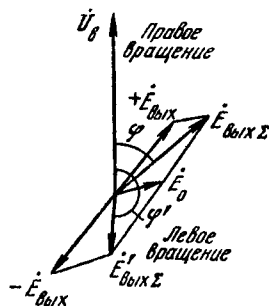


Рис. 9.34. К понятию о несимметрии выходной характеристики в асинхронном тахогенераторе

ристика несколько видоизменяется. Нестабильность выходной характеристики приводит к дополнительным погрешностям, которые в зависимости от фактора, их вызывающего, называют температурной, нагрузочной, частотной погрешностями. Большинство методов борьбы с дополнительными погрешностями тахогенераторов сводится к стабилизации нагрузки, частоты, входного напряжения и т. п.

Достоинствами тахогенераторов с полым ротором являются: бесконтактность, малоинерционность, высокая надежность, незначительный момент сопротивления. Недостатками — теоретическая и практическая нелинейность выходной характеристики, наличие фазовой погрешности и нулевого выходного напряжения, малая выходная мощность при значительных габаритах и массе.

Диапазон измеряемых асинхронными тахогенераторами частот вращения колеблется от 0 до 10000 об/мин.

Такие тахогенераторы могут вырабатывать ЭДС, пропорциональную ускорению $E_{\text{вых}} = k'_t (dn/dt) = k_t (d\omega/dt)$. Для этого следует к обмотке ОВ подвести не переменное, а постоянное напряжение.

Тахогенератор, как указывалось в § 2.4, считают безынерционным звеном. Его передаточная функция согласно (9.34) имеет вид усилительного звена: $W(p) = E_{\text{вых}}(p)/\omega(p) = k_t$, если за входную величину принята угловая скорость ротора, или идеального дифференцирующего звена $W(p) = E_{\text{вых}}(p)/\alpha(p) = pk_t$, если за входную величину принят угол поворота ротора.

Основные технические данные асинхронных тахогенераторов приведены в табл. П.18, П.19.

§ 9.10. Гироскопические и моментные асинхронные двигатели

Гироскопические асинхронные двигатели. Точность работы гироскопического устройства определяется значением и постоянством кинетического момента ротора. Чем больше этот момент, тем выше точность работы прибора. Необходимый кинетический момент двигателя достигается увеличением момента инерции ротора и выбором возможно большей частоты вращения.

Гироскопические двигатели обычно работают без механической нагрузки на валу, преодолевая только потери на трение в подшипниках и ротора о воздух. Практически полезная мощность на валу этого двигателя P_2 может быть численно равна потерям на трение ротора о воздух.

Гироскопические трехфазные асинхронные двигатели, применяемые в гироскопических системах, выполняют с наружным ротором и внутренним неподвижным статором. При заданных габаритах гироскопического устройства такое исполнение двигателя позволяет увеличить диаметр ротора и получить возможно больший момент инерции последнего. На рис. 9.35 представлена схема конструкции гироскопического асинхронного двигателя.

На неподвижном валу 1 размещают набранный из листов электротехнической стали пакет статора 2 с обмоткой. Кольцевой пакет ротора

З также набран из листов электротехнической стали. Обмотка ротора — короткозамкнутая. Для увеличения момента инерции ротора двигателя на нем предусматривают внешний цилиндрический латунный обод 4 с полированной наружной поверхностью. На валу размещены подшипники 7 и отверстие 6 для вывода обмотки статора. С торцов конструкция закрывается крышками 5. Ротор двигателя подвергают тщательной динамической балансировке, так как рабочая частота вращения его обычно значительная.

Напряжение питания асинхронных двигателей гироскопических систем составляет 36—40 В при частоте 400, 500 и 1000 Гц или более. В связи с этим рабочие частоты вращения двигателей достигают 20 000—60 000 об/мин и выше. Мощности на валу этих двигателей составляют от долей ватта до нескольких десятков ватт.

Вследствие повышенного момента инерции его электромеханическая постоянная времени ротора относительно велика, поэтому время разгона двигателя при пуске может достигать нескольких минут. Уменьшение времени разгона может быть достигнуто увеличением пускового момента двигателя за счет выбора надлежащих параметров обмоток статора и ротора и повышения напряжения питания двигателя на время пуска. В применяемых в настоящее время гироскопических трехфазных двигателях кратность пускового момента по отношению к номинальному при номинальном напряжении на зажимах составляет порядка 2,6—6,2. При повышении напряжения питания двигателя на время пуска кратность его пускового момента возрастает пропорционально квадрату кратности повышения напряжения.

Моментные асинхронные двигатели. В некоторых системах автоматического регулирования и управления в качестве измерительных или корректирующих элементов применяют малые трех- и однофазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором, работающие в режиме заторможенного ротора. Такие двигатели получили название *моментных*. В частности, моментные двигатели применяют, например, в гироскопических устройствах в качестве коррекционных двигателей. Они создают корректирующий момент для сохранения постоянства положения оси гироскопа в пространстве.

Однофазные моментные двигатели с двумя обмотками на статоре, взаимно сдвинутыми в пространстве на половину полюсного деления, используют для коррекции медленного ухода оси гироскопа под влиянием небольшого момента трения. Трехфазные моментные двигатели применяют в тех случаях, когда требуется создание большого коррекционного момента при наличии значительных моментов трения в системе.

По конструкции такой двигатель малой мощности имеет сходство с гироскопическим — имеет наружный ротор с короткозамкнутой об-

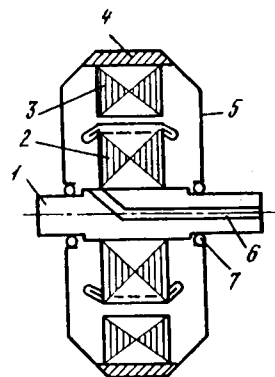


Рис. 9.35. Схема конструкции гироскопического асинхронного двигателя

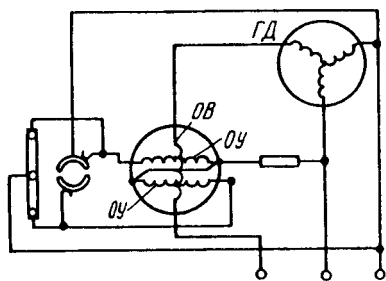


Рис. 9.36. Схема включения однофазного моментного двигателя с тремя обмотками на статоре

моткой по внутренней поверхности его расточки и внутренний статор с наружными пазами и уложенными в них обмотками (рис. 9.35), т. е. является многополюсным реверсивным асинхронным двигателем. Вследствие многополюсности он имеет плоскую конструкцию, т. е. относительно большой диаметр и малую осевую длину. Внутренний статор двигателя с обмотками закрепляют на рамке гироскопа, а его наружный ротор — на крышке гироскопа. Пазы ротора, расположенные по внутренней поверхности его расточки, имеют скос на одно пазовое деление.

На рис. 9.36 представлена схема включения в гироскопическом устройстве однофазного моментного двигателя с тремя обмотками на внутреннем статоре — одной обмоткой *ОВ* и двумя обмотками *ОУ*. Последние сдвинуты по окружности статора относительно обмотки *ОВ* на половину полюсного деления и уложены в одни и те же пазы бифилярно. Обмотка *ОВ* включена последовательно, а обмотка управления *ОУ* — параллельно в трехфазную цепь гироскопического двигателя *ГД*. Реверсирование корректирующего момента двигателя достигается изменением направления тока в двух противоположно включаемых обмотках *ОУ*.

Если по одной из управляющих обмоток протекает переменный ток, сдвинутый по фазе относительно тока обмотки возбуждения на какой-то угол, то двигатель начнет создавать вращающий момент. При протекании тока по другой управляющей обмотке вращающий момент изменит свой знак. При включении управляющих обмоток параллельно в сеть по ним протекают одинаковые токи в противоположных направлениях, вращающий момент двигателя равен нулю. При неравенстве токов в этих обмотках в двигателе возникает вращающий момент определенного направления.

При проектировании трех- и однофазных моментных двигателей малой мощности стремятся получить заданные вращающие моменты при минимальной потребляемой мощности. Эта мощность практически равна мощности потерь в меди обмоток статора и ротора и позволяет определить тепловой режим двигателя в заторможенном состоянии. Потери в стали двигателя относительно малы вследствие небольших индукций в отдельных участках магнитной системы.

§ 9.11. Линейные асинхронные двигатели

Линейными двигателями называют такие электрические машины, в которых электрическая энергия преобразуется в механическую энергию поступательного движения без механических передач. Такие машины малой мощности применяют в приводах конвейеров, линейных транс-

портерах, промышленных роботах, насосах и других машинах, в которых требуется поступательное или возвратно-поступательное движение.

Статор такого двигателя представляет собой линейный магнитопровод 1 (рис. 9.37), на котором уложена трехфазная или двухфазная обмотка, создающая бегущее магнитное поле. Подвижную часть двигателя, совершающего поступательное движение под действием бегущего магнитного поля, называют *бегуном*. В зависимости от устройства бегуна различают следующие виды линейных двигателей: асинхронные, синхронные, шаговые и т. п. Наибольшее распространение получили асинхронные линейные двигатели в силу ограниченности линейного перемещения и простоты устройства бегуна. В зависимости от типа бегуна их разделяют на три группы: 1) двигатели с бегуном 3, имеющим короткозамкнутую обмотку 2 (рис. 9.37, а); 2) двигатели со сплошным ферромагнитным омедненным бегуном 3 (рис. 9.37, б); 3) двигатели с магнитным бегуном 3 (рис. 9.37, в).

Отличительная особенность линейного двигателя с магнитным бегуном состоит в том, что в нем практически отсутствуют силы притяжения бегуна к статору, что важно для некоторых типов приводов.

Для анализа основных соотношений и оценки характеристик линейный двигатель можно рассматривать как обычный асинхронный двигатель с развернутым статором. Длина развертки статора равна длине его окружности $L_c = \pi D = 2\pi\tau$ (см. § 1.3).

Бегун при длине $l_6 \gg 2\pi\tau$ принято считать бесконечно длинным. Линейная скорость перемещения магнитного поля статора (синхронная скорость) $v_1 = 2\pi f$. Скольжение $s = (v_1 - v_6)/v_1 = 1 - v_6/(2\pi f)$, где v_6 — линейная скорость бегуна.

Во многих приводах двигатель осуществляет возвратно-поступательное движение. Поэтому он должен иметь хорошие пусковые характеристики, что достигается выбором повышенного активного сопротивления бегуна, при котором $s_m \approx 1$ (см. § 9.3). При этом скольжение, соответствующее номинальному режиму двигателя, $s_{ном} = 0,1 \div 0,3$. Максимальная скорость бегуна при номинальном режиме работы $v_{6,м} = 2\pi f(1 - s_{ном}) \approx (0,7 \div 0,9) 2\pi f$.

Существенной особенностью линейного двигателя является наличие краевого эффекта, обусловленного наличием разомкнутой магнитной цепи статора. Краевой эффект в бегуне проявляется в виде образования добавочных потерь от обратно бегущего поля и тормозных сил. Значение краевого эффекта зависит от типа бегуна и распределения МДС на краях статора. При приближенных расчетах для двигателей с относительно большим числом пар полюсов ($p > 3$) можно принять, что элек-

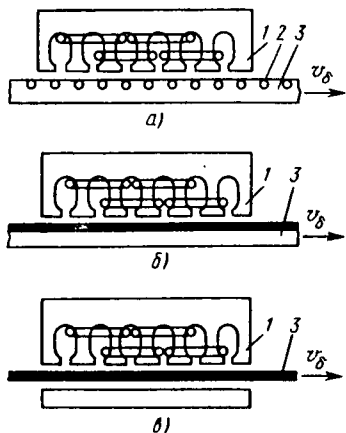


Рис. 9.37. Схема конструкции линейного асинхронного двигателя

ромагнитная сила, развиваемая линейным двигателем, на 10–20% меньше силы, создаваемой аналогичным по параметрам двигателем с кольцевым статором. Электромагнитная сила для двигателя с кольцевым статором $F = 2M/D = \pi M/(p\tau)$. Момент двигателя M может быть рассчитан в зависимости от типа обмотки по формулам, приведенным в § 9.5.

Для линейных асинхронных двигателей с магнитным бегуном анализ характеристик ведут, как и для асинхронных двигателей с полым немагнитным ротором (см. § 9.6).

§ 9.12. Исполнительные механизмы промышленной автоматики

Регулирующий орган промышленных систем автоматики, с помощью которого регулируют подачу топлива, пара, газа, химических растворов, участвующих в технологическом процессе, часто представляет собой кран, дроссель, заслонку и т. п. Для привода этих регулирующих органов в СССР выпускают электрические исполнительные механизмы, входящие в единую Государственную систему приборов (ГСП).

Принцип действия таких механизмов основан на преобразовании электрического сигнала, поступающего от системы управления, в механическое перемещение выходного вала или штока, положение которого определяется датчиками обратной связи. Эти датчики выполняют релейного или индукционного типа. По размеру и виду перемещения выходного органа различают механизмы электрические однооборотные (МЭО), многооборотные (МЭМ) и прямоходные (МЭП).

Механизмы состоят из асинхронного двигателя, редуктора, датчика положения выходного органа и электромагнитного тормоза, который осуществляет торможение двигателя после прекращения сигнала и фиксацию выходного органа в том положении, которое соответствует прекращению сигнала.

В зависимости от мощности привода и системы управления в механизмах применяют однофазные с конденсаторным пуском, двухфазные с полым или короткозамкнутым ротором, а также трехфазные короткозамкнутые асинхронные двигатели, питающиеся от сети частотой 50 Гц.

Управление трехфазными двигателями осуществляют методом прямого пуска с помощью контактных реверсивных пусковых устройств (магнитных пускателей типа МКР-0-58).

Управление двухфазными двигателями может быть контактное (пускатели типа МКР-0-58) и бесконтактное с помощью магнитных усилителей типа УМД (усилитель магнитный дифференциальный), позволяющих произвести реверс двигателя путем изменения на 180° фазы напряжения на обмотке управления.

Основные параметры исполнительных механизмов определяются ГОСТ 7192–74, согласно которому крутящий момент МЭО имеет одно из следующих значений: 6,3; 16; 40; 100; 250; 630; 1600; 4000 и 10000 Н·м, крутящий момент МЭМ – 6,3; 16; 40; 100; 250; 630 и 1600 Н·м, а усилие на штоке МЭП – 63; 160; 400; 1000; 2500; 6300 и 16000 Н.

25,1
25
25
245

Время перемещения выходного вала МЭО из одного крайнего положения в другое (равного 0,25 оборота) составляет 10; 25 и 63 с, а время одного оборота вала МЭМ — 1; 2,5; 6,3 и 16 с, причем МЭМ допускают 10, 25, 63 и 160 оборотов выходного вала.

Прямоходные механизмы МЭП имеют ход, равный 10, 25, 40, 63, 100 и 250 мм, и перемещают шток на эти расстояния за 10, 25, 63, 100 и 250 с.

Исполнительные механизмы работают в реверсивном повторно-кратковременном режиме (см. § 15.2) с продолжительностью включения ПВ = 25% при номинальном моменте сопротивления с частотой включений до 600 вкл/ч. Некоторые механизмы с двухфазными двигателями рассчитаны также на продолжительность включения ПВ = 100% (непрерывное включенное состояние двигателя) при нулевой частоте вращения (моментный двигатель) и максимальном пусковом моменте.

Марка механизма, например МЭО, 4/10-0,25 означает, что механизм развивает крутящий момент $M_{ном} = 40 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и за время 10 с перемещает вал из одного крайнего положения в другое, равное 0,25 оборота.

§ 9.13. Краткие сведения об электроприводе промышленных роботов

Промышленные роботы (ПР) могут быть эффективно применены в условиях производств с различной серийностью для автоматизации основных и вспомогательных технологических операций. Использование ПР различного функционального назначения позволяет быстро комплектовать комплексные автоматические линии.

Выбор типа привода зависит от функционального назначения ПР. Основными факторами, определяющими выбор типа привода, являются назначение и условия эксплуатации ПР, а также вид системы управления.

Независимо от вида привода к нему предъявляют следующие требования: минимальные габаритные размеры и высокие энергетические показатели, обеспечивающие большое отношение выходной мощности к массе; возможность работы в режиме автоматического управления и регулирования с обеспечением оптимальных законов разгона и торможения при минимальном времени переходных процессов; малая масса элементов привода при высоком КПД; обеспечение безопасности; надежность и долговечность элементов конструкции; низкий шум. Промышленные роботы оснащают электрическими, пневматическими и гидравлическими приводами.

Устройства электроавтоматики ПР обеспечивают логическое преобразование выходных сигналов устройства управления, а также сигналов датчиков и связанного с ПР оборудования и устройств; силовое преобразование выходных сигналов устройства управления до уровня, необходимого для срабатывания соответствующих силовых элементов (электромагниты, пускатели и т. п.).

В состав привода входят усилители мощности, управляемые двигатели, передаточные механизмы, датчики обратной связи по скорости и положению, сравнивающее устройство.

В настоящее время широкое распространение получил дискретный (шаговый) электрический привод (см. § 13.6, 13.7), имеющий две разновидности: привод с управляющим шаговым двигателем (ШД) и промежуточным усилителем момента, выполненным в виде следящей гидравлической системы; привод с силовым ШД, соединенным непосредственно с исполнительным механизмом через механическую передачу.

Расширяется применение следящих приводов на базе двигателей постоянного тока, позволяющих обеспечить простую и надежную схему управления. Разработаны двигатели с плоским и гладким роторами, позволяющими повышать быстродействие и обладающими малым моментом инерции. Весьма перспективным является использование малоинерционных высокомоментных двигателей, в которых вместо обмотки возбуждения используют постоянные магниты из магнитных материалов с высокой коэрцитивной силой, что позволяет значительно повысить показатели удельной мощности и получить высокую кратность тока и момента по отношению к номинальным.

Легкость регулирования, бесшумность, отсутствие трубопроводов, удобство энергоподводов, простота монтажа и наладки, достаточно высокие показатели надежности — достоинства электрических приводов, используемых в конструкциях ПР, по сравнению с пневматическими и гидравлическими. Недостатками являются низкие показатели удельной мощности. Для применения в конструкциях исполнительных устройств роботов двигатели должны быть компактными и иметь удельную мощность не менее 150 Вт/кг. Этим показателям в наибольшей мере отвечают современные двигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов (см. § 3.7).

Асинхронные двигатели в приводах ПР не получили пока широкого распространения из-за сложности и высокой стоимости электронных преобразователей, обеспечивающих регулирование частоты вращения.

В табл. П.35 приведены технические данные электронных преобразователей, предназначенных для регулирования частоты вращения двигателей. В табл. П.36 — П.40 приведены основные технические данные двигателей, применяемых в составе электрических приводов ПР.

Глава 10

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 10.1. Общие сведения

Вращающиеся (поворотные) трансформаторы (ВТ) применяют в автоматических устройствах, маломощных следящих системах, вычислительной технике для получения выходных напряжений (электрических сигналов), пропорциональных функциям угла поворота ротора α , например $\sin \alpha$, $\cos \alpha$ или самому углу α . ВТ также используют в качестве построителей для решения геометрических и тригонометрических задач.

В автоматических устройствах ВТ работают как в режиме поворота ротора в пределах определенного ограниченного угла, так и при непрерывном вращении.

Для всех этих случаев может быть использован один и тот же тип ВТ при различном включении его обмоток. Конструктивно ВТ выполняют так же, как асинхронный двигатель с фазным ротором.

Как правило, на статоре и роторе размещено по две обмотки, сдвинутые между собой на 90 эл. град (рис. 10.1, а, где $CF_1 - CF_2$ — главная статорная обмотка; $CB_1 - CB_2$ — вспомогательная статорная обмотка; $A_1 - A_2$ — синусная роторная обмотка; $B_1 - B_2$ — косинусная роторная обмотка).

Ротор поворачивают с помощью точного редукторного механизма. Для уменьшения числа выводных зажимов с 8 до 6 применяют одностороннее соединение статорных и роторных обмоток внутри машины (рис. 10.1, б).

Каково бы ни было назначение ВТ, его конструкция должна обеспечивать синусоидальное изменение взаимной индуктивности между обмотками статора и ротора. Редуктор со шкалами грубого и точного отсчета встраивают в корпус ВТ или изготавливают отдельно и соединяют с валом ВТ.

Принцип действия ВТ основан на том, что при повороте ротора взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора, а следовательно, и ЭДС в обмотках последнего, наведенные пульсирующим потоком возбуждения, изменяются по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота ротора α . Для этого необходимо получить в воздушном зазоре машины распределение индукции по закону, близкому к синусоидальному. Однако наличие зубцов статора и ротора обуславливает ступенчатое распределение МДС обмоток и, следовательно, неизбежное содержание в них высших гармоник. Вследствие зубчатого строения статора и ротора периодически изменяется проводимость магнитной цепи ВТ, что вызывает появление зубцовых гармоник. Кроме того, из-за нелинейности кривой намагничивания возникают гармоники насыщения. Все эти факторы приводят к отступлениям от синусоидального пространственного распределения индукции, что вызывает погрешности в кривой зависимости ЭДС ротора от угла поворота.

Для повышения точности ВТ высшие гармоники по возможности уничтожают или ослабляют.

Выполнение на статоре и роторе обмоток с укороченным шагом позволяет уничтожить или ослабить высшие гармоники. Обычно на роторе помещают обмотки с укорочением шага на $1/3$ полюсного деления τ , а на статоре — на $1/5 \tau$, что устраняет 3-ю и 5-ю гармоники.

Зубцовые гармоники ослабляют, осуществляя скос пазов статора

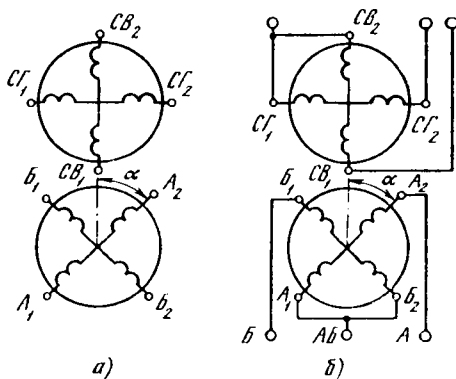


Рис. 10.1. Обозначение обмоток (а) и схема включения (б) вращающегося трансформатора

или ротора. По технологическим соображениям удобнее производить этот скос на роторе, причем он должен быть равным одному зубцовому делению статора. В этом случае магнитная проводимость воздушного зазора вдоль окружности остается постоянной.

Во избежание появления погрешностей от гармоник насыщения при изготовлении статорных и роторных сердечников применяют листы пермаллоя, работают при малых насыщениях магнитной цепи и изготовляют ВТ с достаточно большим воздушным зазором. Все это позволяет создать ВТ высокого класса точности.

Класс точности ВТ определяется относительной погрешностью Δu , выраженной в процентах, т. е. разностью ординат в любой точке действительной кривой $u = f(\alpha)$ и идеальной синусоидальной кривой $u_i = f(\alpha)$, отнесенной к амплитуде $U_{\max}$.

ВТ подразделяют на четыре класса точности: нулевой ($\Delta u = 0,05\%$); первый ($\Delta u = 0,05 \div 0,1\%$); второй ($\Delta u = 0,1 \div 0,25\%$); третий ($\Delta u > 0,25\%$).

В зависимости от режима работы ВТ бывают следующих типов: синусно-косинусные, линейные и ВТ-построители.

§ 10.2. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

Рассмотрим работу синусного ВТ. В этом режиме главная статорная обмотка $CG_1 - CG_2$ подключена к источнику переменного тока; напряжение $U = \text{const}$. Синусная обмотка ротора $A_1 - A_2$ питает внешнюю нагрузку (рис. 10.2, а). Вспомогательная статорная ($CB_1 - CB_2$) и косинусная роторная ($B_1 - B_2$) обмотки разомкнуты. Эти обмотки в схеме можно не показывать, как не принимающие участия в работе. Допустим, что тип обмоток, конструкция и технологическое выполнение ВТ обеспечили строгую синусоидальную зависимость взаимной индуктивности между обмотками $CG_1 - CG_2$ и $A_1 - A_2$ от угла поворота ротора α . Тогда

$$M_{cr A} = (M_{cr A})_{\max} \sin \alpha,$$

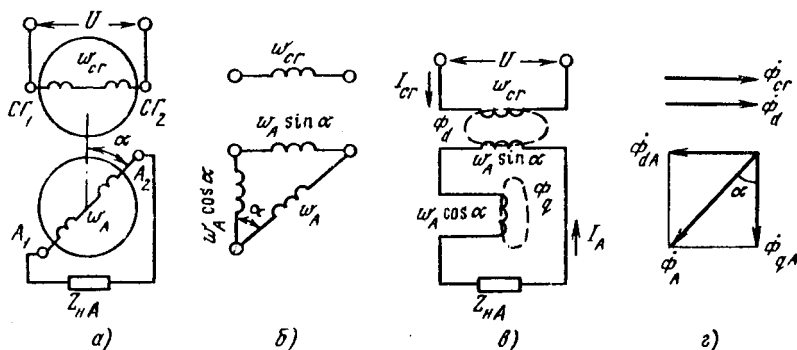


Рис. 10.2. Принципиальная (а), преобразованные (б, в) схемы и векторная диаграмма потоков (г) синусного вращающегося трансформатора

где $(M_{\text{сг}A})_{\text{max}}$ соответствует $\alpha = 90^\circ$. Так как взаимная индуктивность пропорциональна произведению чисел витков электромагнитно связанных обмоток, то можно записать

$$M_{\text{сг}A} = \lambda w_{\text{сг}} w_A \sin \alpha,$$

где λ — коэффициент пропорциональности; $w_{\text{сг}}$, w_A — эффективные числа витков обмоток $\text{сг}_1 - \text{сг}_2$ и $A_1 - A_2$, равные произведению действительных чисел витков обмотки на ее обмоточный коэффициент. Взаимная индуктивность между обмотками $\text{сг}_1 - \text{сг}_2$ и $A_1 - A_2$ при угле поворота ротора α может быть определена следующим образом.

Полное число витков обмотки $A_1 - A_2$ можно рассматривать как геометрическую сумму чисел «продольных» ($w_A \sin \alpha$) и «поперечных» ($w_A \cos \alpha$) витков. Ось последних перпендикулярна оси обмотки $\text{сг}_1 - \text{сг}_2$. Преобразованные схемы ВТ приведены на рис. 10.2, б, в.

При холостом ходе ВТ ($Z_{\text{н}A} = \infty$) ток в обмотке $A_1 - A_2$ не протекает и ЭДС ротора $E_{\text{р}A}$ зависит от потока взаимной индукции между обмоткой $\text{сг}_1 - \text{сг}_2$ и «продольными» витками $w_A \sin \alpha$, т. е. продольным потоком Φ_d . Тогда

$$\dot{E}_{\text{р}A} = (\dot{E}_{\text{р}A})_{\text{max}} \sin \alpha,$$

где $(\dot{E}_{\text{р}A})_{\text{max}} = (w_A / w_{\text{сг}}) \dot{E}_{\text{сг}} = K \dot{E}_{\text{сг}}$ — максимальное значение ЭДС, соответствующее $\alpha = 90^\circ$. Следовательно,

$$\dot{E}_{\text{р}A} = K \dot{E}_{\text{сг}} \sin \alpha, \quad (10.1)$$

т. е. получают синусный ВТ, у которого при холостом ходе ЭДС ротора является синусоидальной функцией угла поворота ротора α . При подключении роторной обмотки к нагрузке (рис. 10.2, в) по ней протекает ток $\dot{I}_A$, создавая магнитный поток ротора Φ_A , который можно разложить на продольную (Φ_{dA}) и поперечную (Φ_{qA}) составляющие (рис. 10.2, г). Поток Φ_{dA} направлен против потока статора $\Phi_{\text{сг}}$ и размагничивает ВТ. Размагничивающее действие Φ_{dA} уравнивается увеличением тока $\dot{I}_{\text{сг}}$ в статорной обмотке. Следовательно, по продольной оси ВТ действует результирующий поток Φ_d , который в «продольных» витках $w_A \sin \alpha$ по-прежнему наводит ЭДС взаимной индукции $\dot{E}'_{\text{р}A} = K \dot{E}_{\text{сг}} \sin \alpha$.

Поперечная составляющая потока Φ_{qA} , пронизывая «поперечные» витки $w_A \cos \alpha$, наводит в них ЭДС самоиндукции $\dot{E}''_{\text{р}A} = -j\omega L_A \dot{I}_A$, где $L_A = (w_A \cos \alpha)^2 \lambda$.

Полная ЭДС, наводимая в обмотке $A_1 - A_2$, представляет собой сумму ЭДС $\dot{E}'_{\text{р}A}$ и $\dot{E}''_{\text{р}A}$:

$$\dot{E}_{\text{р}A} = \dot{E}'_{\text{р}A} + \dot{E}''_{\text{р}A} = K \dot{E}_{\text{сг}} \sin \alpha - j\omega \dot{I}_A (w_A \cos \alpha)^2 \lambda.$$

Ток

$$\dot{I}_A = \dot{E}_{\text{р}A} / (Z_A + Z_{\text{н}A}),$$

где $Z_A = r_A + jx_A$ — сопротивление обмотки $A_1 - A_2$. Тогда

$$\begin{aligned}\dot{E}_{pA} &= K\dot{E}_{cr} \sin \alpha - j\omega \frac{\dot{E}_{pA}}{Z_A + Z_{нA}} \lambda w_A^2 \cos^2 \alpha = \\ &= K\dot{E}_{cr} \sin \alpha + \dot{E}_{pA} b \cos^2 \alpha.\end{aligned}\quad (10.2)$$

Из уравнения (10.2) находим

$$\dot{E}_{pA} = K\dot{E}_{cr} \sin \alpha / (1 + b \cos^2 \alpha), \quad (10.3)$$

где $b = j \frac{\omega w_A^2 \lambda}{Z_A + Z_{нA}}$ — постоянный комплексный множитель.

Из уравнения (10.3) следует, что при нагрузке синусного ВТ из-за наличия в знаменателе члена $b \cos^2 \alpha$ искажается синусоидальный характер зависимости $\dot{E}_{pA}$ от угла α . Это обусловлено появлением поперечного потока Φ_{qA} .

Если разомкнуть синусную ($A_1 - A_2$) и нагрузить косинусную ($B_1 - B_2$) роторные обмотки, то взаимная индуктивность между главной статорной ($CG_1 - CG_2$) и косинусной ($B_1 - B_2$) обмотками

$$M_{сгБ} = (M_{сгБ})_{\max} \cos \alpha.$$

При холостом ходе ЭДС

$$\dot{E}_{pБ} = (\dot{E}_{pБ})_{\max} \cos \alpha, \quad (10.4)$$

т. е. получают косинусный ВТ.

При нагрузке обмотки $B_1 - B_2$, рассуждая аналогично изложенному ранее, получим

$$\dot{E}_{pБ} = K\dot{E}_{cr} \cos \alpha / (1 + b \sin^2 \alpha). \quad (10.5)$$

Здесь искажение косинусоидальной зависимости обусловлено наличием в знаменателе члена $b \sin^2 \alpha$.

Так как выходные напряжения ВТ должны изменяться по закону синуса или косинуса угла α , на практике необходимо устранять погрешности, возникающие от поперечного потока ротора, компенсируя его. Для этого нагружают вспомогательную статорную (первичное симметрирование) или косинусную роторную (вторичное симметрирование) обмотки.

§ 10.3. Симметрирование синусно-косинусных вращающихся трансформаторов

Симметрирование ВТ может быть первичным и вторичным. *Первичное симметрирование* осуществляют, используя вспомогательную статорную обмотку $CB_1 - CB_2$. Обмотка $CG_1 - CG_2$ присоединена к сети, а обмотка $CB_1 - CB_2$ замкнута на нагрузку $Z_{нсв}$ (рис. 10.3, а). Так как ось обмотки $CB_1 - CB_2$ перпендикулярна оси обмотки $CG_1 - CG_2$, эффективные числа витков обмотки $w_{св}$ и $w_A \cos \alpha$ (рис. 10.3, б) образуют трансформатор, у которого первичная обмотка расположена на роторе, а вторичная — на статоре.

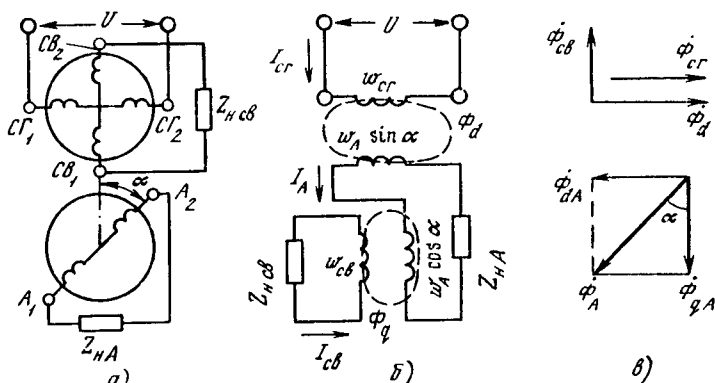


Рис. 10.3. Принципиальная (а), преобразованная (б) схемы и векторная диаграмма потоков (в) синусного вращающегося трансформатора с первичным симметрированием

Результирующий поперечный поток определяется геометрической суммой МДС обеих обмоток. Если пренебречь намагничивающим током, то эта геометрическая сумма равна их арифметической разности. Если Z_{HCB} мало, то режим трансформатора близок к режиму короткого замыкания и взаимное размагничивающее действие обеих обмоток настолько велико, что практически результирующий поперечный поток приближается к нулю. Считают, что влияние поперечной реакции ротора исчезает, если при одинаковых параметрах обмоток $CG_1 - CG_2$ и $CB_1 - CB_2$ включить в обмотку $CB_1 - CB_2$ нагрузку $Z_{HCB} = Z_H$, где Z_H — внутреннее сопротивление источника питания обмотки $CG_1 - CG_2$. Так как Z_H весьма мало, то Z_{HCB} почти не отличается от нуля. Если ВТ питается от источника бесконечно большой мощности при $U = \text{const}$, то $Z_{HCB} = Z_H = 0$. Следовательно, в ВТ с первичным симметрированием действует только результирующий продольный поток $\dot{\Phi}_d = \dot{\Phi}_{cg} + \dot{\Phi}_{dA}$ (рис. 10.3, в), который, пронизывая «продольные» витки $w_A \sin \alpha$ роторной обмотки, наводит в них ЭДС $\dot{E}_{pA} = K \dot{E}_{cg} \sin \alpha$.

Вторичное симметрирование осуществляют со стороны ротора (рис. 10.4, а). Главная статорная обмотка $CG_1 - CG_2$ присоединена к сети, а вспомогательная $CB_1 - CB_2$ разомкнута (на схеме не показана). Синусная ($A_1 - A_2$) и косинусная ($B_1 - B_2$) обмотки ротора замкнуты на нагрузочные сопротивления Z_{HA} и Z_{HB} .

Преобразовав схему (рис. 10.4, б), можно видеть, что токи $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$, протекая по «поперечным» виткам $w_A \cos \alpha$ и $w_B \sin \alpha$ в противоположных направлениях, создают встречные потоки $\dot{\Phi}_{qA}$ и $\dot{\Phi}_{qB}$, взаимно ослабляющие друг друга (рис. 10.4, в). Для полной компенсации поперечной реакции ротора, т. е. чтобы $\dot{\Phi}_q = \dot{\Phi}_{qA} - \dot{\Phi}_{qB} = 0$, необходимо получить полную компенсацию МДС по поперечной оси:

$$\dot{I}_A w_A \cos \alpha = -\dot{I}_B w_B \sin \alpha. \quad (10.6)$$

Тогда на выходе синусной и косинусной обмоток ротора

$$\dot{E}_{pA} = K \dot{E}_{cg} \sin \alpha; \quad \dot{E}_{pB} = K \dot{E}_{cg} \cos \alpha.$$

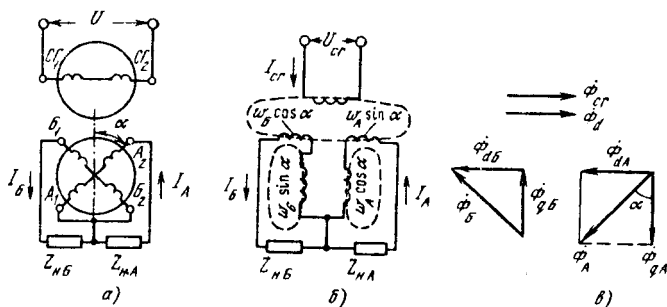


Рис. 10.4. Принципиальная (а), преобразованная (б) схемы и векторная диаграмма потоков (в) синусно-косинусного вращающегося трансформатора со вторичным симметрированием

Токи, протекающие в обмотках ротора,

$$I_A = K \dot{E}_{cr} \sin \alpha / (Z_A + Z_{нА}); \quad I_B = K \dot{E}_{cr} \cos \alpha / (Z_B + Z_{нБ}).$$

Подставив полученные выражения для токов в уравнение (10.6), получим

$$\frac{K \dot{E}_{cr} \sin \alpha}{Z_A + Z_{нА}} w_A \cos \alpha = - \frac{K \dot{E}_{cr} \cos \alpha}{Z_B + Z_{нБ}} w_B \sin \alpha.$$

При $w_A = w_B$ это равенство выполняется, когда $Z_A + Z_{нА} = Z_B + Z_{нБ}$. Но $Z_A = Z_B$, следовательно, равенство $Z_{нА} = Z_{нБ}$ является условием вторичного симметрирования ВТ, при котором синусная роторная обмотка является компенсирующей по отношению к косинусной роторной обмотке, и наоборот.

Наилучшие результаты в смысле уменьшения погрешностей получают при одновременном первичном и вторичном симметрировании. В этом случае используют четыре обмотки вращающегося трансформатора.

§ 10.4. Линейный вращающийся трансформатор

Для получения линейной зависимости выходного напряжения от угла поворота ротора применяют линейные ВТ.

С помощью синусно-косинусного ВТ можно получить линейную зависимость выходного напряжения лишь при незначительных изменениях α (около $4,5^\circ$ в обе стороны от нуля). Однако, изменив схему включения ВТ, можно эти пределы значительно расширить. Если соединить обмотки так, чтобы на выходе получить напряжение в виде функции

$$f(\alpha) = \sin \alpha / (1 + C \cos \alpha), \quad (10.7)$$

то при $C = 0,52$ линейность выходного напряжения обеспечивается с точностью до $0,1\%$ в пределах углов $-55^\circ \div +55^\circ$.

Для получения такой зависимости используют схемы линейных ВТ с первичным и вторичным симметрированием.

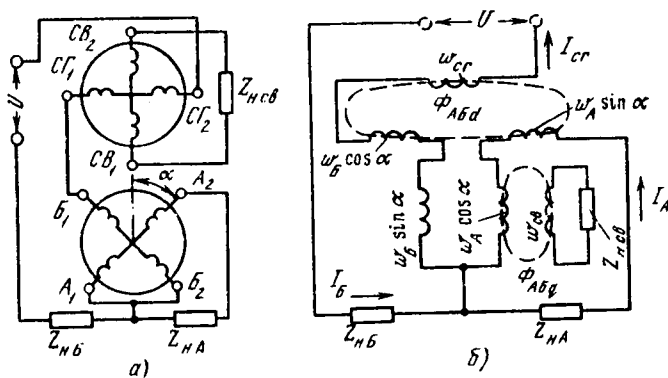


Рис. 10.5. Принципиальная (а) и преобразованная (б) схемы линейного ВТ с первичным симметрированием

Схема линейного ВТ с первичным симметрированием приведена на рис. 10.5, где показаны составляющие потоков Φ_{Abd} и Φ_{Abq} , создаваемые обмотками $A_1 - A_2$, $B_1 - B_2$ по продольной и поперечной осям.

Главная статорная ($CG_1 - CG_2$) и косинусная роторная ($B_1 - B_2$) обмотки соединены последовательно и включены в сеть. Сопротивление нагрузки $Z_{ncb} \approx 0$, что необходимо для компенсации поперечного потока. Если пренебречь потоками рассеяния, то ЭДС, наводимые во всех «поперечных» обмотках, равны нулю. В этом случае ЭДС $\dot{E}_{pA}$, наводимая в синусной обмотке, нагруженной на Z_{nA} , линейно зависит от угла поворота ротора. Пренебрегая активным сопротивлением обмоток и потоками рассеяния, можно записать

$$\dot{U}_{cr} = \dot{E}_{cr} + K \dot{E}_{cr} \cos \alpha = \dot{E}_{cr} (1 + K \cos \alpha); \quad (10.8)$$

$$\dot{U}_{pA} = \dot{E}_{pA} = K \dot{E}_{cr} \sin \alpha. \quad (10.9)$$

Из уравнения (10.8) определим

$$\dot{E}_{cr} = \dot{U}_{cr} / (1 + K \cos \alpha). \quad (10.10)$$

Подставив выражение (10.10) в (10.9), найдем

$$\dot{U}_{pA} = \frac{K \dot{U}_{cr} \sin \alpha}{1 + K \cos \alpha}, \quad (10.11)$$

аналогичное выражению (10.7).

Следует учесть, что коэффициент трансформации K должен несколько отличаться от значения C в выражении (10.7), так как при выводе равенства (10.11) не учитывалось влияние сопротивления обмоток. Практически $K = 0,565$. Тогда зависимость выходного напряжения U_{pA} от угла поворота ротора α ВТ, включенного по схеме рис. 10.5, а, линейна в указанных ранее пределах. На рис. 10.5, б дана преобразованная схема линейного ВТ с первичным симметрированием.

В тех случаях, когда требуется постоянство входного сопротивления, применяют линейный ВТ с вторичным симметрированием (рис. 10.6, а).

В этой схеме главную статорную обмотку ($CG_1 - CG_2$) включают в сеть, а вспомогательную статорную ($CB_1 - CB_2$) и синусную роторную ($A_1 - A_2$) обмотки соединяют последовательно. В цепь этих обмо-

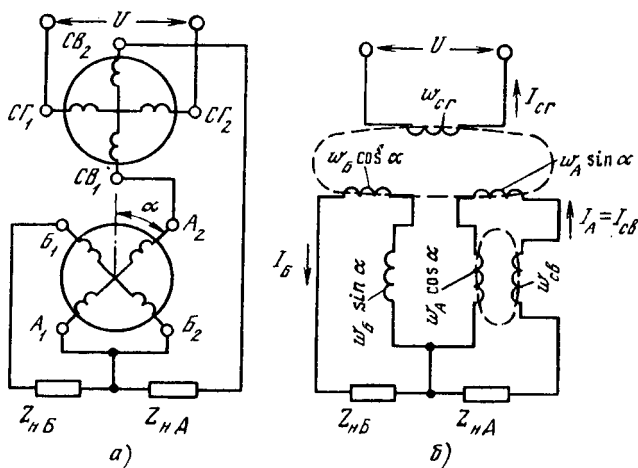


Рис. 10.6. Принципиальная (а) и преобразованная (б) схемы линейного ВТ со вторичным симметрированием

ток включена нагрузка $Z_{н.А}$, с которой снимается выходное напряжение. Сопротивление $Z_{н.Б}$ косинусной обмотки ротора $B_1 - B_2$ подбирают так, чтобы ВТ был полностью симметрирован, т. е. чтобы его выходное сопротивление было постоянным.

Так как схема линейного ВТ с вторичным симметрированием по существу идентична схеме линейного ВТ с первичным симметрированием, то согласно теореме взаимности, сформулированной применительно к четырехполюсникам, для нее имеют место аналогичные соотношения. Уравнение (10.11) справедливо для обоих случаев. Преобразованная схема линейного ВТ с вторичным симметрированием приведена на рис. 10.6, б.

Линейный ВТ с вторичным симметрированием не может быть использован в тех устройствах, где нагрузочное сопротивление $Z_{н.А}$ переменнo. Поэтому в практике чаще применяют линейные ВТ с первичным симметрированием.

Как отмечалось, рассмотренные схемы дают линейную зависимость выходного напряжения при изменениях угла поворота ротора в пределах 55° в обе стороны от нулевого положения ротора. Однако если изменения фазы напряжения на угол 180° не требуется, то, вводя в схему смещающее напряжение, взятое от отдельного трансформатора или автотрансформатора, можно вдвое увеличить предел линейного изменения выходного напряжения. Первичной обмоткой смещающего автотрансформатора может служить и обмотка $CG_1 - CG_2$ самого ВТ.

§ 10.5. Вращающийся трансформатор-построитель

Схему, приведенную на рис. 10.7, а, используют для нахождения гипотенузы по двум заданным катетам. Обмотки $CG_1 - CG_2$ и $CB_1 - CB_2$ присоединяют к одной и той же сети через потенциометры, позволяющие устанавливать на входе обмоток требуемые напряжения $\dot{U}_{cr}$ и $\dot{U}_{cb}$. Си-

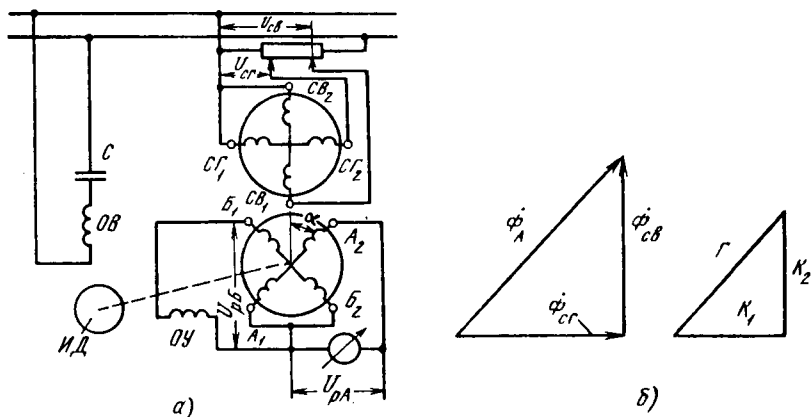


Рис. 10.7. Схема включения (а) и векторная диаграмма потоков (б) ВТ-построителя

нусная роторная обмотка $A_1 - A_2$ подключена к прибору, который отградуирован непосредственно в линейных единицах. Косинусная роторная обмотка $B_1 - B_2$ питает обмотку управления ОУ исполнительного двигателя ИД. Обмотку возбуждения ОВ ИД через конденсатор C подсоединяют к той же сети, что и статорные обмотки ВТ. Роторы ИД и ВТ связаны механически через редуктор.

Схема работает следующим образом. Предположим, что заданы катеты K_1 и K_2 прямоугольного треугольника и требуется определить гипотенузу Γ (рис. 10.7, б). Если подвести к обмоткам $CG_1 - CG_2$ и $CB_1 - CB_2$ напряжения $\dot{U}_{cg} \sim K_1$, $\dot{U}_{cb} \sim K_2$, то МДС этих обмоток $\dot{I}_{cg} w_{cg}$ и $\dot{I}_{cb} w_{cb}$ создадут по осям обмоток $CG_1 - CG_2$, $CB_1 - CB_2$ пульсирующие потоки Φ_{cg} , Φ_{cb} , которые при отсутствии насыщения пропорциональны $\dot{U}_{cg}$, $\dot{U}_{cb}$. В результате сложения этих потоков возникает результирующий поток Φ_A , расположенный в пространстве относительно обмоток $CG_1 - CG_2$ и $CB_1 - CB_2$ под теми же углами, что и гипотенуза Γ относительно катетов K_1 и K_2 . Очевидно, потоки Φ_{cg} , Φ_{cb} и Φ_A пропорциональны сторонам K_1 , K_2 и Γ треугольника (рис. 10.7, б). Пересекая обмотки ротора, поток Φ_A наводит в них ЭДС $\dot{E}_{pA}$ и $\dot{E}_{pB}$. ЭДС $\dot{E}_{pB}$ создает на зажимах обмотки управления ИД напряжение $\dot{U}_{pB}$, под действием которого ротор двигателя приходит во вращение, поворачивая ротор ВТ. ЭДС обмотки $A_1 - A_2$ создает на зажимах прибора напряжение $\dot{U}_{pA}$. При повороте ротора напряжения $\dot{U}_{pA}$ и $\dot{U}_{pB}$ изменяют свое значение в зависимости от положения осей обмоток $A_1 - A_2$ и $B_1 - B_2$. Когда обмотка $B_1 - B_2$ займет положение, при котором ее ось перпендикулярна оси магнитного потока Φ_A , ЭДС этой обмотки станет равной нулю, и ротор ИД остановится. При этом ось обмотки $A_1 - A_2$ совпадает с осью потока Φ_A , прибор показывает максимальное напряжение $\dot{U}_{pA}$, которое пропорционально гипотенузе Γ исходного прямоугольного треугольника.

Основные технические данные ВТ приведены в табл. П.20 – П.22.

§ 10.6. Индукционные редуктосины

Большое число различных модификаций ВТ с электрической редукцией можно получить, используя зубцовые гармоники поля при различных числах зубцов на статоре и роторе. Зубчатость статора и ротора, вызывая изменения магнитного сопротивления приводит к пульсациям магнитного потока машины, в результате чего в ее обмотках наводятся ЭДС повышенной частоты, получившие название зубцовых гармоник. Отличительная особенность таких ВТ состоит в том, что обмотка возбуждения и вторичные обмотки (синусная и косинусная) расположены на статоре. Ротор же обмоток не имеет и представляет собой зубчатое колесо. При вращении ротора взаимоиндуктивность между обмотками статора изменяется с периодичностью, кратной числу зубцов ротора. Такие ВТ называют *индукционными редуктосинами*. Принципиальная схема двухфазного индукционного редуктосина приведена на рис. 10.8. На статоре размещены первичная обмотка 1 и две вторичных А и В, образующие двухфазную систему. Отношение числа зубцов статора и ротора составляет 4:3. При повороте ротора происходит изменение магнитной проводимости воздушного зазора между зубцами статора и ротора и во вторичных дифференциальных обмотках наводятся два напряжения, сдвинутые на 90 эл. град, изменяющиеся от угла поворота ротора.

Принцип работы индукционного редуктосина удобнее объяснить, исходя из того, что при заданных габаритах ВТ наибольшее значение коэффициента электрической редукции можно получить, используя зубцовые гармоники поля. Коэффициент электрической редукции

$$k_p = \alpha_c / \alpha_p = \omega_c / \omega_p = z_p / (z_p - z_c),$$

где α_c — угол поворота поля статора; α_p — угол поворота ротора; ω_c — угловая скорость поля статора; ω_p — угловая скорость ротора; z_p — число зубцов ротора; z_c — число зубцов статора.

На рис. 10.9 представлена упрощенная (с минимальным числом зубцов ротора и статора) схема двухфазного индукционного редуктосина. Статор имеет четыре выступа (зубца), на которых расположена обмотка w_1 , образующая четырехполюсную систему возбуждения. На статоре же уложены вторичные синусная w_A и косинусная w_B обмотки, которые охватывают по два полюса и являются двухполюсными. Внутри размещают ротор с тремя выступами (зубцами) без обмотки.

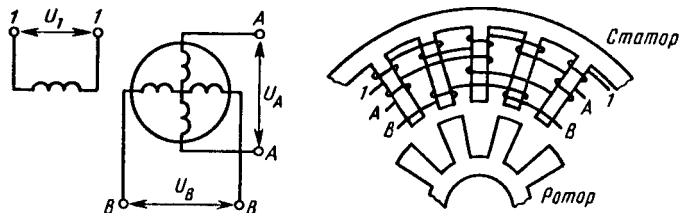


Рис. 10.8. Принципиальная схема двухфазного индукционного редуктосина

Из-за зубчатости ротора (в данном случае $z_p = 3$) между обмотками возникает взаимноиндуктивность, которая изменяется от угла поворота ротора от максимального до нулевого значения с периодичностью, кратной числу зубцов на роторе. На рис. 10.10, а-г показаны угловые положения ротора, позволяющие проследить работу редуктосина. В положениях а и в максимально потоко-сцепление между обмоткой возбуждения и синусной обмоткой А, а в положениях б и г — с косинусной обмоткой В (см. пунктирные контуры магнитных потоков).

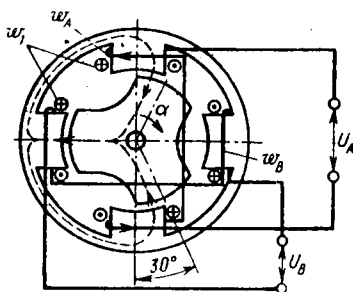


Рис. 10.9. Упрощенная схема конструкции двухфазного индукционного редуктосина

Выбором ширины зубцов статора и ротора, а также скосом паза можно сделать зависимость коэффициента взаимноиндукции между обмотками от угла поворота ротора близкой к синусоидальной.

Скосом пазов называют такую сборку пакета якоря, при которой каждый лист сдвигается веерообразно относительно предыдущего так, чтобы последний лист пакета якоря оказался сдвинутым относительно первого на один зубцовый шаг. Для анализа возможных соотношений числа пазов и пар полюсов в индукционном редуктосине используют метод гармонических проводимостей.

Обычно индукционные редуктосины выполняют в виде плоских электрических машин с относительно большим числом пар полюсов вторичной обмотки ($p = 10 \div 20$), что позволяет получить достаточно высокий коэффициент электрической редукции. Вторичные обмотки редуктосина могут быть размещены на тех же полюсах, что и обмотка возбуждения.

Каждая фаза вторичной обмотки образована двумя диаметрально расположенными и согласно соединенными катушками. На основании схемы конструкции и характера магнитного поля можно показать, что при повороте ротора на угол 360° выходные напряжения изменяются с периодом, кратным числу зубцов на роторе. Фазы напряжений сдвинуты в пространстве на 90 эл. град.

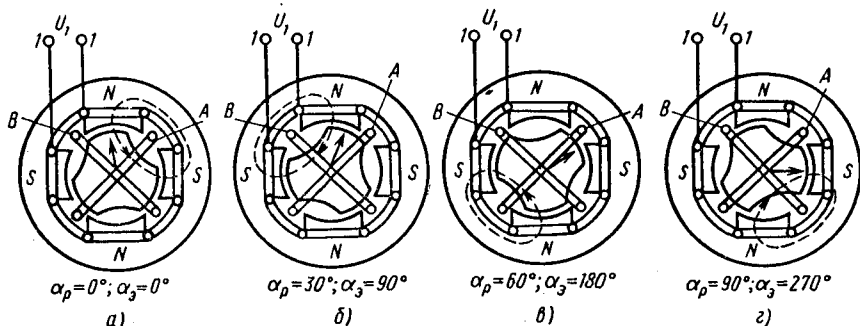


Рис. 10.10. Принцип действия двухфазного индукционного редуктосина

Учитывая только первые гармоники магнитной проводимости (при этом собственные индуктивности обмоток постоянны, а взаимная индуктивность между первичной и вторичной обмотками изменяется с периодом, кратным числу зубцов на роторе), составим уравнения для ЭДС.

При $z_p = 3$

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 (Z_1 + jx_{01}) + j\dot{I}_a x_m \cos 3\alpha + j\dot{I}_b x_m \sin 3\alpha &= \dot{U}_1; \\ j\dot{I}_1 x_m \cos 3\alpha + \dot{I}_a (Z_a + jx_{02}) &= 0; \\ j\dot{I}_1 x_m \sin 3\alpha + \dot{I}_b (Z_b + jx_{02}) &= 0, \end{aligned} \quad (10.12)$$

где $Z_1 = r_1 + jx_1$ — собственное сопротивление обмотки возбуждения; x_{01} — индуктивное сопротивление намагничивания обмотки возбуждения; x_{02} — индуктивное сопротивление намагничивания вторичных обмоток; x_m — индуктивное сопротивление взаимоиндукции; $Z_a = r_a + jx_a$; $Z_b = r_b + jx_b$ — сопротивления вторичных обмоток, включая сопротивления нагрузок.

Считая, что выполнено условие вторичного симметрирования $Z_a = Z_b$, используя (10.12), находят выражения для токов во вторичных обмотках:

$$\begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{U}_1 \frac{jx_m \cos 3\alpha}{(Z_1 + jx_{01})(Z_a + jx_{02}) + x_m^2}; \\ \dot{I}_b &= \dot{U}_1 \frac{jx_m \sin 3\alpha}{(Z_1 + jx_{01})(Z_b + jx_{02}) + x_m^2}. \end{aligned} \quad (10.13)$$

§ 10.7. Поворотные индуктосины

Поворотный индуктосин представляет собой плоскую электрическую машину, основными элементами которой являются два изоляционных диска с нанесенными на них печатными обмотками, выполненными аналогично изложенному в § 3.8. Диски расположены соосно параллельно и могут поворачиваться друг относительно друга на измеряемый угол. Магнитопровода индуктосин не имеет, его обмотки представляют собой радиальные токопроводящие пластины, соединенные поочередно у центра диска и на его периферии. Простейшей формой обмотки является такая, которая расположена по всему диску и имеющая разрыв для подвода тока или снятия ЭДС.

Двухфазную обмотку выполняют в виде нескольких секционированных обмоток, сдвинутых относительно друг друга на 90 эл. град. Наибольшее распространение получил поворотный индуктосин, у которого статор (неподвижный диск) состоит из двух многополюсных секционированных фазных обмоток, а ротор — из одной многополюсной обмотки. Обмотки статора сдвинуты относительно друг друга на половину полюсного деления ротора.

На рис. 10.11 показан общий вид обмоток поворотного индуктосина. Для получения симметричных обмоток число печатных проводников на

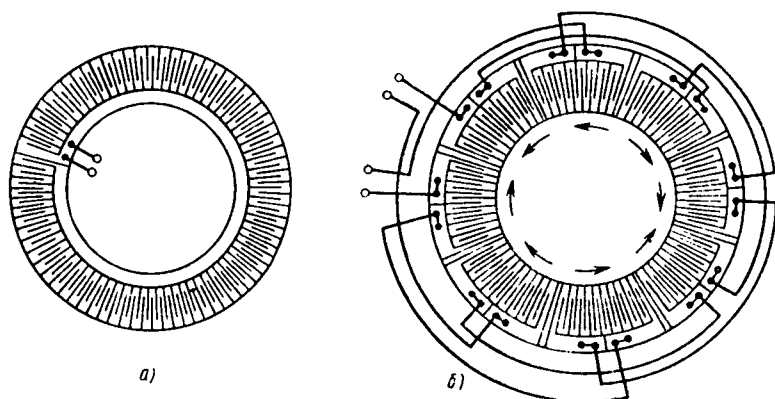


Рис. 10.11. Общий вид обмоток поворотного индуктосина:
а — обмотка ротора; б — обмотка статора

роторе и в секции статора должно быть четным. Число проводников в обмотках индуктосина зависит от числа пар полюсов, которые выбирают кратными $10 \cdot 2^k$ ($k = 1; 2; 3; \dots$) и 180 в зависимости от способа применения индуктосина. Синусоидальную зависимость коэффициента взаимоиндукции достигают путем выбора определенного отношения ширины проводника к полюсному делению, скоса проводников и сокращения шага обмотки статора относительно обмотки ротора. Частота напряжения питания индуктосина 10–100 кГц; при этом коэффициент передачи напряжения составляет 0,005–0,01. Применение более высоких частот вызывает неравномерное распределение токов в проводниках и увеличивает влияние емкостных связей между обмотками, что снижает точность работы индуктосина. Обмотки индуктосина на указанных частотах имеют практически только активное сопротивление, которое составляет несколько омов.

Таким образом, поворотный индуктосин по своим электромагнитным связям эквивалентен ВТ с сосредоточенными обмотками, имеющему одну обмотку на роторе и синусную и косинусную обмотки на статоре.

Возможны различные режимы работы индуктосинов. При питании обмоток статора переменным током в роторе индуктосина наводится ЭДС, амплитуда и фаза которой являются функциями угла поворота ротора. В зависимости от способа питания обмоток статора различают два режима работы индуктосина.

При питании обмоток напряжениями, амплитуды которых изменяются по синусоидальному и косинусоидальному законам, а фазы совпадают, индуктосин работает в режиме пульсирующего поля, а изменение угла производят при нулевом напряжении на выходе индуктосина. Этот режим работы индуктосина называют *амплитудным*, он аналогичен работе ВТ в режиме построителя и отличается от него наличием электромагнитной редукции (см. § 10.5).

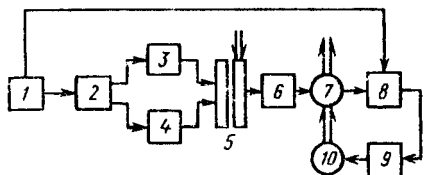


Рис. 10.12. Структурная схема следящей системы с индуктосином в фазовом режиме

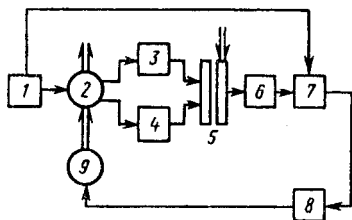


Рис. 10.13. Структурная схема следящей системы с индуктосином в амплитудном режиме

При питании обмоток статора напряжениями равной амплитуды, но сдвинутыми по фазе на 90° , индуктосин работает в режиме кругового вращающегося поля, а измерение угла сводится к измерению фазы напряжения на однофазной обмотке индуктосина. При *фазовом* режиме работы индуктосин представляет собой многополюсный индукционный фазовращатель, отличающийся от обычного ВТ в режиме фазовращателя наличием электромагнитной редукции.

В качестве примера использования указанных режимов рассмотрим индикаторную следящую систему. На рис. 10.12 и 10.13 показаны структурные схемы следящих систем с индуктосинами в фазовом и амплитудном режимах. При фазовом режиме (рис. 10.12) работа системы происходит следующим образом. Напряжение генератора 1 через фазорасщепитель 2 и усилители 3 и 4 подается со сдвигом по фазе на 90° на статорные обмотки индуктосина 5. Напряжение с выхода индуктосина через усилитель 6 и фазовращатель 7 поступает на вход фазочувствительного выпрямителя 8, опорное напряжение которого задается генератором 1. Следящая система, состоящая из силового усилителя 9 и двигателя с редуктором 10, путем поворота ротора фазовращателя 7 сводит к нулю появившийся на выходе фазочувствительного выпрямителя сигнал рассогласования. При повороте индуктосина на угол α ротор фазовращателя повернется на угол $p\alpha$, где p — число пар полюсов индуктосина. Если снабдить фазовращатель шкальным устройством, то можно произвести отсчет угла поворота ротора индуктосина с высокой точностью.

При амплитудном режиме работы индуктосина (рис. 10.13) работа схемы существенно меняется. Как и раньше, питание схемы производится от генератора 1, напряжение которого подводится на двухполюсный вращающийся трансформатор 2. Напряжения ВТ, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота, поступают через усилители 3 и 4 (или без них) на обмотки статора индуктосина. Напряжение с ротора индуктосина через усилитель 6 подается на вход фазочувствительного выпрямителя, опорное напряжение которого задается генератором 1. Выходной сигнал с выпрямителя поступает на силовой усилитель 8 и далее на управляемый двигатель 9, который через механический редуктор поворачивает ротор ВТ до тех пор, пока сигнал рассогласования не станет равным нулю.

Поворот ротора двухполюсного ВТ, как и при фазовом режиме, ра-

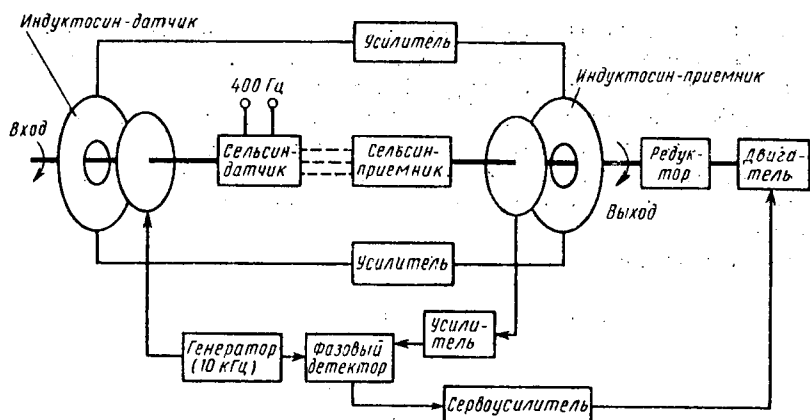


Рис. 10.14. Принципиальная схема следящей системы с каналами грубого и точного отсчета

вен рх. Оба режима работы можно также использовать при разработке синхронных следящих систем с каналами грубого и точного отсчета (рис. 10.14). В начале грубого отсчета применены двухполюсные ВТ, а в начале точного отсчета поворотные индуктосины с равным числом пар полюсов.

Индуктосины применяют в прецизионных преобразователях код-угол и угол-код. При этом в первом преобразователе используют амплитудный, а во втором-фазовый режим работы.

Схема электромагнитных связей обмоток индуктосина изображена на рис. 10.15. Этой схеме соответствует система уравнений

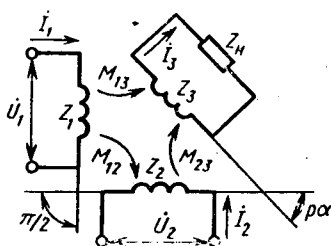
$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{I}_1 Z_1 + j\omega M_{12} \dot{I}_1 + j\omega M_{13} \dot{I}_1; \\ \dot{U}_2 &= \dot{I}_2 Z_2 + j\omega M_{21} \dot{I}_2 + j\omega M_{23} \dot{I}_2; \\ 0 &= \dot{I}_3 Z_3 + j\omega M_{31} \dot{I}_3 + j\omega M_{32} \dot{I}_3.\end{aligned}\quad (10.14)$$

Решая эту систему относительно тока ротора $\dot{I}_3$, получим

$$\dot{I}_3 = \frac{1}{\Delta} [\dot{U}_1 (j\omega M_{12} j\omega M_{23} - Z_2 j\omega M_{13}) - \dot{U}_2 (Z_1 j\omega M_{23} - j\omega M_{12} j\omega M_{13})], \quad (10.15)$$

где Δ —определитель системы уравнений (10.14).

Рис. 10.15. Схема электромагнитных связей обмоток индуктосина



Для точной работы индуктосина в амплитудном и фазовом режимах необходимо выполнить следующие условия: $Z_1 = Z_2 = Z$ (равенство сопротивлений фаз статора); $M_{12} = 0$ (отсутствие взаимоиндуктивности между обмотками статора); $M_{13} = -M \sin p\alpha$; $M_{23} = M \cos p\alpha$ (изменение взаимоиндуктивности между обмотками статора и ротора по синусоидальному (косинусоидальному) закону в зависимости от угла поворота ротора в электрических градусах). При этом из выражения (10.15) находим

для амплитудного режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U} \cos \Psi; \quad \dot{U}_2 = \dot{U} \sin \Psi;$$

$$i_3 = \frac{j\omega M \dot{U}}{ZZ_3 + \omega^2 M^2} \sin(p\alpha - \Psi),$$

для фазового режима работы

$$\dot{U}_1 = \dot{U}; \quad \dot{U}_2 = j\dot{U}, \quad i_3 = \frac{j\omega M \dot{U}}{ZZ_3 + \omega^2 M^2} e^{jp\alpha}.$$

Ошибки в работе индуктосина возникают в результате следующих причин: неравенства амплитуд полей обмоток статора; неточности фазовых сдвигов питающих напряжений; электромагнитной и емкостной связи между обмотками статора; наличия высших гармоник в коэффициенте взаимоиндукции обмоток статора и ротора. Эти ошибки могут быть проанализированы с помощью выражения (10.15).

§ 10.8. Погрешности вращающихся трансформаторов

Погрешностями ВТ называют величины, характеризующие точность отображения функциональной зависимости, вырабатываемой в том или ином режиме его работы.

Погрешности ВТ можно разбить на две группы:

1) *систематические*, характерные для данного типа ВТ и обусловленные принципом работы, выбранной конструкцией, применяемыми материалами, технологией производства, условиями эксплуатации; (не существенно изменяются от образца к образцу);

2) *случайные*, зависящие от технологического разброса свойств применяемых материалов, стабильности технологии, состояния и качества пооперационного контроля в процессе изготовления изделий. В некоторых случаях эти погрешности зависят от принятой методики экспериментальных испытаний ВТ.

Анализ статистических закономерностей распределения случайных погрешностей позволяет выявить наиболее слабые стороны конструкции и технологии производства ВТ.

При исследовании ВТ как электрической машины большое значение имеет анализ физической природы его погрешностей, позволяющий по допустимому значению ошибок ВТ определить требования к его конструкции и технологии производства.

В зависимости от физической природы погрешности ВТ подразделяют на четыре группы:

1) погрешности, вытекающие из принципа работы, т. е. погрешности идеализированного ВТ, используемого в этом или другом режиме работы. Для СКВТ — это погрешности из-за неточности симметрирования, для ЛВТ — погрешности, вызванные отклонением зависимости $f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + K \cos \alpha}$ от линейной [см. (10.11)];

2) погрешности из-за конструктивных ограничений ВТ как электрической машины. Сюда относят погрешности ВТ вследствие несинусоидального распределения обмоток; изменения магнитной проводимости воздушного зазора из-за наличия пазов, а также нелинейности кривой намагничивания и гистерезиса;

3) погрешности, вызванные неточностью изготовления. К таким погрешностям относят эксцентриситет расточек статора и ротора ВТ, асимметрию магнитопровода, магнитное биение ротора и неточность скоса паза;

4) погрешности, определяемые условиями работы ВТ. Здесь прежде всего необходимо отметить погрешности вследствие изменения температуры окружающей среды, напряжения и частоты сети. Иногда их называют дополнительными погрешностями в отличие от первых трех, которые считают основными.

Различные погрешности ВТ часто связаны между собой и даже обуславливают друг друга. Поэтому их точность на практике оценивают по следующим показателям:

1) максимальной погрешности отображения синусной зависимости (для СКВТ), определяемой в процентах от максимального выходного напряжения (0,005–0,2%);

2) максимальной погрешности отображения линейной зависимости (для ЛВТ), вычисляемой в процентах от максимального выходного напряжения (0,05–0,2%);

3) максимальной асимметрии нулевых точек (для СКВТ), определяемой следующим образом. ВТ возбуждается (попеременно) с помощью главной и вспомогательной обмоток статора. При этом находят углы α , при которых ЭДС обмоток ротора равны нулю (или минимальны). При максимальном отклонении этих углов от углов, кратных 90° , получают ошибку асимметрии в пределах $10'' - 6'40''$;

4) максимальной остаточной ЭДС, рассчитываемой в процентах от максимальной ЭДС соответствующей обмотки (0,003 – 0,1%);

5) максимальной ЭДС квадратурной обмотки, получаемой в процентах от максимального напряжения питания (0,04–1,2%);

6) максимальной разности коэффициентов трансформации (0,005–0,2%).

В зависимости от значения перечисленных показателей ВТ имеют шесть классов точности.

§ 11.1. Работа универсального двигателя при питании
от сети постоянного и переменного тока

Универсальные двигатели мощностью от нескольких единиц до сотен ватт применяют в устройствах автоматики, часовой промышленности, телеграфных аппаратах; а также в быту. Они представляют собой двигатели последовательного возбуждения, работающие как от сети постоянного, так и переменного тока. Такие двигатели развивают высокий пусковой и вращающий моменты. При очень малых мощностях их проектируют на очень большие частоты вращения (до 30 000–40 000 об/мин).

Если питать двигатели постоянного тока параллельного и последовательного возбуждения от сети переменного тока, то их потоки возбуждения и токи якоря меняют свои знаки одновременно. Следовательно, средние значения вращающих моментов двигателей будут положительными: $M_{\text{ср}} = k(\pm \Phi)(\pm I_a) > 0$.

Векторная диаграмма двигателя параллельного возбуждения представлена на рис. 11.1, а, двигателя последовательного возбуждения — на рис. 11.1, б. На диаграммах φ и φ_1 — углы между векторами напряжения $\vec{U}$ и токов $\vec{I}_a$ и $\vec{I}_b$ соответственно.

Увеличение угла ψ между векторами $\vec{I}_a$ и $\vec{I}_b$ объясняется большой индуктивностью параллельной обмотки возбуждения двигателя; угол ρ определяется магнитными потерями как в якоре, так и в статоре.

Мгновенные значения потока и тока якоря двигателя параллельного возбуждения определяют как $\Phi_b = \Phi_{bm} \sin \omega t$; $i_a = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \psi + \rho)$, где Φ_{bm} — амплитудное значение потока возбуждения.

Мгновенное значение вращающего момента

$$\begin{aligned} m' &= k \Phi_b i_a = \sqrt{2} k \Phi_{bm} I_a \sin \omega t \sin(\omega t + \psi + \rho) = \\ &= (\sqrt{2}/2) k \Phi_{bm} I_a [\cos(\psi + \rho) - \cos(2\omega t + \psi + \rho)], \end{aligned}$$

где $k = [p/(2\pi)](N/a)$.

Следовательно, m' пульсирует с двойной частотой относительно постоянного среднего значения.

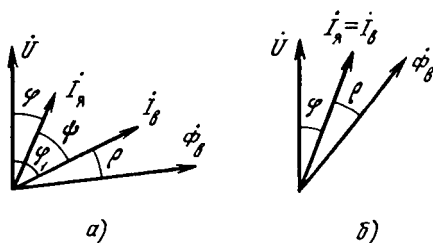


Рис. 11.1. Векторные диаграммы двигателей постоянного тока параллельного (а) и последовательного (б) возбуждения при питании переменным током

Среднее значение вращающего момента за период изменения тока

$$M_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T k \Phi_{вн} dt = k \frac{\Phi_{вм}}{\sqrt{2}} \cos(\psi + \rho). \quad (11.1)$$

В двигателе последовательного возбуждения $\psi = 0$, поэтому средний вращающий момент его больше, чем у двигателя параллельного возбуждения. У универсального коллекторного двигателя (рис. 11.2) имеются две обмотки возбуждения. При питании от сети переменного тока пользуются зажимами «0» и «~», а от сети постоянного тока — «0» и «-».

При питании двигателя от сети переменного тока ток создает два пульсирующих магнитных потока: поток возбуждения $\Phi_{в}$ и поток реакции якоря $\Phi_{я}$.

От пульсации $\Phi_{в}$ в обмотке возбуждения $w'_в$ наводится трансформаторная ЭДС $E_{вт} = 4,44 f w'_в \Phi_{вм}$. От пульсации $\Phi_{я}$ в обмотке якоря наводится трансформаторная ЭДС $E_{я} = 4,44 f w_a \Phi_{ям} k_{обм}$, где $w_a = N/(2a)$ — число витков ветви; $k_{обм} = 2/\pi$ — обмоточный коэффициент однофазной обмотки якоря; $\Phi_{ям}$ — амплитудное значение потока реакции якоря.

При вращении якоря в его обмотке наводится ЭДС вращения от потока возбуждения $E_{вр} \sim \frac{p}{60} \frac{N}{a} n \frac{\Phi_{вм}}{\sqrt{2}}$.

Приложенное напряжение $\dot{U} \sim$ должно уравновешивать ЭДС $\dot{E}_{вт}$, $\dot{E}_{я}$, $\dot{E}_{вр}$, а также падения напряжения на активных и индуктивных сопротивлениях обмоток якоря и возбуждения. По второму закону Кирхгофа, в цепи вращающегося двигателя

$$\dot{U} \sim + \dot{E}_{вт} + \dot{E}_{я} + \dot{E}_{вр} \sim = \dot{I} \sim (r_{я} + r'_в) + j \dot{I} \sim (x_{яс} + x'_{вс});$$

$$\dot{U} \sim = -\dot{E}_{вт} - \dot{E}_{я} - \dot{E}_{вр} \sim + j \dot{I} \sim (x_{яс} + x'_{вс}) + \dot{I} \sim (r_{я} + r'_в),$$

где $x_{яс}$, $x'_{вс}$ — индуктивные сопротивления рассеяния обмоток якоря и возбуждения.

На основании этого уравнения строят векторную диаграмму (рис. 11.3), причем $\cos \varphi$ будет тем больше, чем меньше $\dot{E}_{я}$, $\dot{E}_{вт}$ и $\dot{I} \sim (x_{яс} + x'_{вс})$ и чем больше n . При большей частоте вращения можно уменьшить $w'_в$, в результате чего $\dot{E}_{вт}$ снизится.

Если пренебречь углом ρ между векторами $\dot{I} \sim$ и $\dot{\Phi}_{вм}$ и индуктивными сопротивлениями обмоток

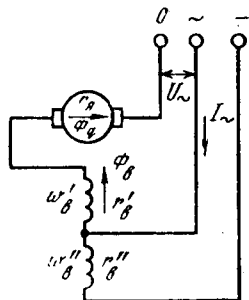


Рис. 11.2. Схема универсального коллекторного двигателя

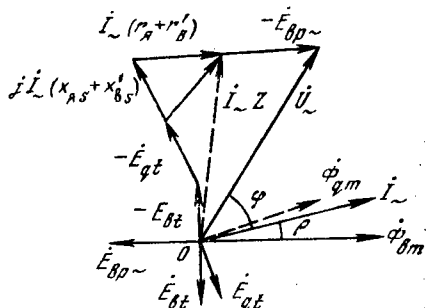


Рис. 11.3. Векторная диаграмма универсального коллекторного двигателя при питании переменным током

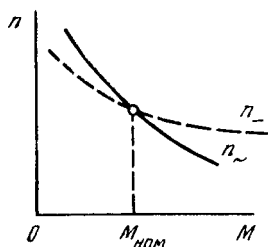


Рис. 11.4. Механические характеристики универсального коллекторного двигателя

а потребляемый ток

якоря и возбуждения, то можно записать

$$\dot{U}_{\sim} \cos \varphi \approx \dot{E}_{вр\sim} + \dot{I}_{\sim} (r_{я} + r'_{в}),$$

откуда $\dot{I}_{\sim} = (\dot{U}_{\sim} \cos \varphi - \dot{E}_{вр\sim}) / (r_{я} + r'_{в})$. При этом частота вращения

$$n_{\sim} = \frac{E_{вр\sim} \sqrt{2}}{c \Phi_{вм}} = \frac{[U_{\sim} \cos \varphi - I_{\sim} (r_{я} + r'_{в})] \sqrt{2}}{c \Phi_{вм}}.$$

При работе двигателя от сети постоянного тока ЭДС вращения

$$E_{вр-} = U_{-} - I_{-} (r_{я} + r'_{в} + r''_{в}) > E_{вр\sim},$$

$$I_{-} = \frac{U_{-} - E_{вр-}}{r_{я} + r'_{в} + r''_{в}} < I_{\sim},$$

так как отсутствует сдвиг фаз между током и напряжением. Частота вращения

$$n_{-} = \frac{U_{-} - I_{-} (r_{я} + r'_{в} + r''_{в})}{c \Phi_{в-}}.$$

Так как $E_{вр-} > E_{вр\sim}$, то для получения одинаковой частоты вращения нужно, чтобы $\Phi_{в-} > \Phi_{вм} / \sqrt{2}$, $I_{-} < I_{\sim}$. Поэтому для усиления магнитного потока на полюсах предусматривают дополнительную обмотку $w''_{в}$. Тогда при номинальной нагрузке (рис. 11.4) $n_{-} = n_{\sim}$.

При питании от сети переменного тока скоростная характеристика универсального двигателя менее жесткая, чем при питании от сети постоянного тока, что объясняется изменением $\cos \varphi$. Основные технические данные универсальных коллекторных двигателей приведены в табл. П.23.

§ 11.2. Одноякорные преобразователи постоянного тока

Радиоумформер — устройство, которое преобразует постоянный ток низшего напряжения в постоянный ток высшего напряжения (рис. 11.5).

В пазах якоря уложены две отдельные обмотки (в верхней части паза обмотка низшего напряжения, в нижней — высшего). Каждую обмотку присоединяют к своему коллектору. Коллекторы расположены по обе стороны якоря. На статоре уложена обмотка возбуждения, которая питается от коллектора низшего напряжения. К коллектору K_1 подводится пита-

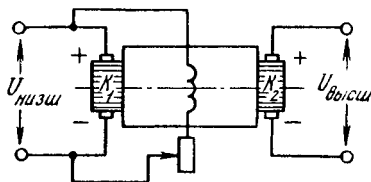


Рис. 11.5. Схема конструкции одноякорного преобразователя постоянного тока

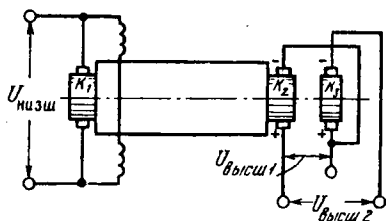


Рис. 11.6. Схема конструкции трехколлекторного одноякорного преобразователя постоянного тока

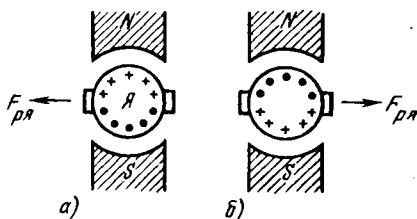


Рис. 11.7. К объяснению компенсации реакции якоря в одноякорном преобразователе

ние от внешнего источника тока, поэтому со стороны низшего напряжения машина работает как двигатель параллельного возбуждения. Со стороны высшего напряжения машина работает как генератор постоянного тока независимого возбуждения.

Таким образом, происходит преобразование низшего напряжения 12–24 В в высшее 750–1500 В. Радиоумформеры применяют для питания анодных и сеточных цепей радиостанций.

Обычно число полюсов $2p = 2$. Отношение ЭДС определяется отношением числа проводников и числа пар ветвей обмоток низшего и высшего напряжения:

$$\frac{E_{\text{низш}}}{E_{\text{высш}}} = \frac{\frac{p}{60} \frac{N_{\text{низш}}}{a_{\text{низш}}} n\Phi}{\frac{p}{60} \frac{N_{\text{высш}}}{a_{\text{высш}}} n\Phi} = \frac{N_{\text{низш}} a_{\text{высш}}}{N_{\text{высш}} a_{\text{низш}}}.$$

Регулирование напряжения обеспечивается: а) изменением подводимого напряжения $U_{\text{низш}}$; б) включением реостата в цепь обмотки возбуждения.

В практике применяют и трехколлекторные преобразователи (рис. 11.6), когда со стороны высшего напряжения хотят получить два различных напряжения. Как известно, реакция якоря в генераторе обратна реакции якоря в двигателе (рис. 11.7, а, б), поэтому в преобразователе действие реакции якоря компенсируется, вследствие этого уменьшается воздушный зазор, сокращается объем меди в обмотке возбуждения (так как реакции якоря нет, для получения того же потока требуется меньшее число витков), уменьшаются габариты.

Пуск одноякорных преобразователей малой мощности производят без реостатов. Однако широко используется способ пуска с помощью электромагнитного реле с замыкающими контактами K (рис. 11.8). Сопротивление R_n

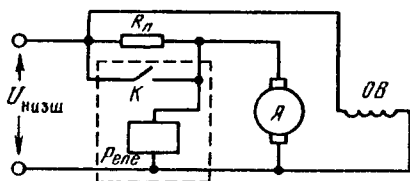


Рис. 11.8. Схема пуска одноякорного преобразователя с помощью электромагнитного реле

шунтируется контактами K по мере разгона одноякорного преобразователя.

Основные технические данные одноякорных преобразователей постоянного тока приведены в табл. П.24.

§ 11.3. Одноякорные преобразователи постоянно-переменного тока

Маломощные одноякорные преобразователи постоянно-переменного тока служат для преобразования постоянного тока в однофазный переменный (рис. 11.9). Их применяют для питания некоторых передвижных радиостанций и других установок связи. Конструктивно такие преобразователи выполняют двух типов: 1) с одной обмоткой якоря постоянно-переменного тока; 2) с двумя отдельными обмотками в одних и тех же пазах.

В рассматриваемом преобразователе совмещены электрический двигатель постоянного тока параллельного возбуждения и однофазный синхронный генератор. Изготавливают их на мощности от 30 до 150 Вт при частоте 100–125 Гц, частоте вращения 6000–7500 об/мин и напряжениях $U_- = 27$ В, $U_{\sim} = U_- / \sqrt{2} = 19$ В и на мощности от 150 до 1000 Вт при частоте 50 Гц, частоте вращения 3000 об/мин и напряжениях $U_- = 24, 120$ В, $U_{\sim} = 120$ В.

Соотношение между напряжениями постоянного и переменного токов определяется формулой

$$U_{\sim} = \frac{U_- \sin(\pi/m_1)}{\sqrt{2}}.$$

При числе фаз $m_1 = 2$ $U_{\sim} = U_- / \sqrt{2}$.

Для преобразователей с одной обмоткой якоря (рис. 11.10, а) это соотношение выполняется. Если необходимо получить $U_{\sim} \geq U_-$, то в пазах якоря помещают отдельную независимую обмотку (рис. 11.10, б) или дополнительную обмотку, включаемую последовательно с обмоткой постоянного тока, как показано на рис. 11.10, в. При нагрузке маломощного преобразователя со стороны переменного тока происходит изменение частоты вращения и частоты переменного напряжения. При активной нагрузке поперечные составляющие МДС реакции якоря от постоянного и переменного токов взаимно компенсируются, а продольная составляющая невелика, следовательно, частота вращения изменяется незначительно.

При смешанной активно-индуктивной нагрузке продольная составляющая МДС реакции якоря ослабляет магнитный поток, в результате

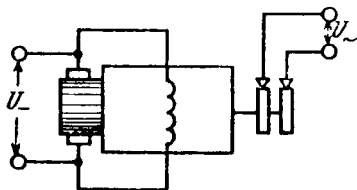


Рис. 11.9. Схема конструкции одноякорного преобразователя постоянно-переменного тока

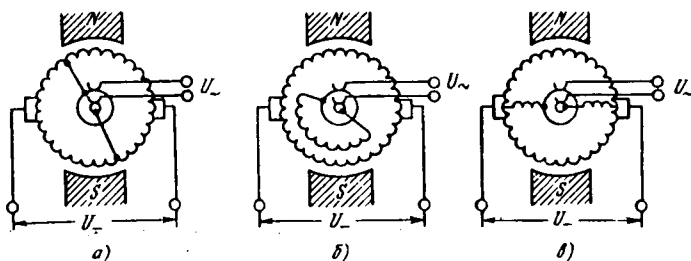


Рис. 11.10. Схемы конструкции одноякорных преобразователей постоянно-переменного тока

чего частота вращения и частота сети $U_{\sim}$ с увеличением нагрузки растут. Значение ЭДС мало изменяется, так как ослабление потока компенсируется возрастанием частоты вращения. Для поддержания постоянства частоты вращения применяют регуляторы.

§ 11.4. Радиопомехи, вызываемые коллекторными машинами, и способы их снижения

Источником радиопомех является искрение, возникающее при коммутации коллекторных машин, а также пульсации выпрямленного напряжения. Номера гармоник и их амплитуды в кривой выпрямленного напряжения преобразователей определяются числом пар полюсов и коллекторных пластин. По мере возрастания порядка гармоники ее амплитуда быстро убывает. Частота f основной гармоники обратно пропорциональна периоду коммутации T_k :

$$f = 1/T_k = [\omega/(2\pi)]k,$$

где ω — угловая скорость якоря, рад/с; k — число коллекторных пластин машины.

Частота гармоник, вызванных пульсацией выпрямленного напряжения, является сравнительно небольшой и обычно искрение под щетками является главным источником радиопомех. Для борьбы с радиопомехами применяют экранирование машины, электрические фильтры и симметрирование обмоток возбуждения, соединенных последовательно с якорем.

Уже сам корпус электрической машины поглощает радиопомехи и является экраном. Со стороны коллектора часто на торец корпуса одевают защитный металлический колпак; иногда вентиляционные отверстия в щитах закрывают медной или латунной сеткой, а выступающий конец вала специальной щеткой замыкают на корпус. Внутренние соединения в машине выполняют с помощью экранированного провода, причем экран соединяют с заземленным корпусом.

Схемы защиты от радиопомех с помощью фильтров приведены на рис. 11.11. Наиболее простой схемой фильтра является включение конденсаторов между проводами сети (конденсатор C_1 на рис. 11.11, а). Хороший результат при поглощении радиопомех получают при включении в схему проходных конденсаторов C_2 емкостью 0,1–1 мкФ,

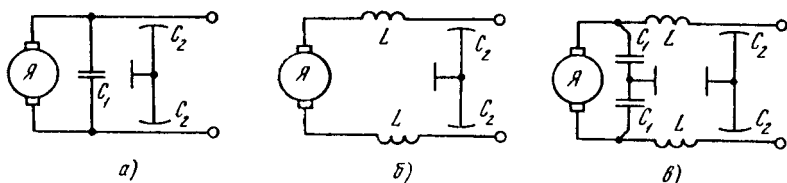


Рис. 11.11. Схемы фильтров для подавления радиопомех

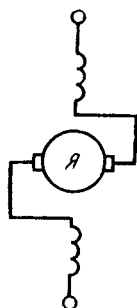


Рис. 11.12. Схема двигателя последовательного возбуждения с разделенной обмоткой возбуждения

в которых один электрод присоединен к корпусу, а другой, являющийся токоведущим проводником, соединен последовательно с обмоткой якоря машины.

Очень часто для подавления радиопомех применяют Г-образные (рис. 11.11.б) и особенно П-образные (рис. 11.11.в) режущие фильтры, которые задерживают гармонические составляющие, пропуская постоянную составляющую напряжения.

В микродвигателях последовательного возбуждения с целью увеличения высокочастотного сопротивления осуществляют симметрирование обмотки возбуждения, заключающееся в делении ее на две части и симметричном соединении их относительно коллектора (рис. 11.12).

Глава 12

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

§ 12.1. Общие сведения

Синхронной называют такую машину переменного тока, частота вращения ротора n которой равна частоте вращения магнитного поля n_1 , создаваемого обмоткой статора: $n_1 = 60f/p$.

Синхронная машина имеет электромагнитное (с помощью электромагнитов) или магнитоэлектрическое (с помощью постоянных магнитов) возбуждение. Такая машина может работать как в генераторном, так и в двигательном режиме. Наибольшее распространение она получила в качестве генератора переменного тока. Конструктивно синхронную машину выполняют по типу машин постоянного тока с неподвижными полюсами и вращающейся обмоткой, от которой переменный ток подается во внешнюю сеть через кольца. Однако целесообразнее обмотку, в которой наводится ЭДС, расположить на неподвижной части, а полюсы сделать вращающимися.

Для машин с электромагнитным возбуждением постоянный ток обмотки возбуждения подводят от возбудителей, представляющих собой машины постоянного тока, находящиеся на одном валу с главной машиной.

На рис. 12.1 представлена схема синхронного генератора. Первичный двигатель D вращает ротор генератора и возбудитель B . В качестве возбудителя используют генератор постоянного тока параллельного возбуждения, который самовозбуждается и создает постоянный ток в обмотке возбуждения синхронного генератора $СГ$. Так как ротор $СГ$ вращается, постоянный магнитный поток вращается и наводит в обмотке статора ЭДС, частота которой зависит от частоты вращения первичного двигателя D . Для обеспечения стабильной частоты (50 Гц) необходимо, чтобы частота вращения $n = \text{const}$. Для поддержания постоянства частоты вращения первичного двигателя предусматривают специальные регуляторы. На электрических станциях применяют турбогенераторы, у которых в качестве первичного двигателя используют паровые турбины и гидрогенераторы с приводом от гидравлических турбин.

Турбогенераторы – быстроходные неявнополюсные машины (рис. 12.2, а), устанавливаемые на ТЭЦ горизонтально. Они имеют большую длину при сравнительно малом диаметре.

Гидрогенераторы – это тихоходные явнополюсные машины (рис. 12.2, б), устанавливаемые на ГЭС вертикально. Они имеют большой диаметр при сравнительно малой высоте.

Промышленное освоение производства высококоэрцитивных сплавов для постоянных магнитов позволило с успехом применять магнитоэлектрическое возбуждение синхронных машин. Простота конструкции таких машин обусловила повышенную их надежность; возрос КПД машины вследствие отсутствия потерь на возбуждение. При повышенных частотах и небольшой мощности использование магнитоэлектрического возбуждения позволило уменьшить габариты, массу и стоимость синхронных машин. Такие синхронные машины работают автономно в качестве генераторов повышенной частоты малой и средней мощности. Синхронные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением не получили достаточного распространения из-за плохих пусковых свойств.

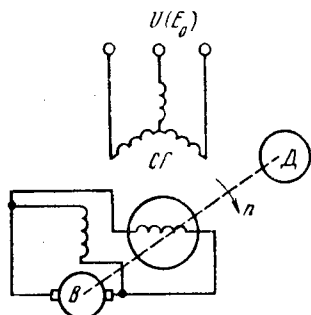


Рис. 12.1. Схема синхронного генератора

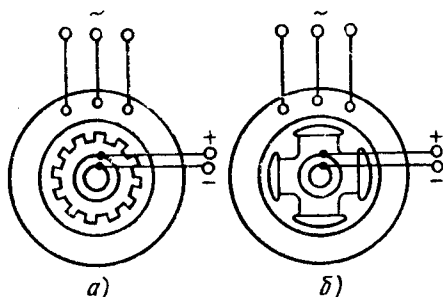


Рис. 12.2. Схемы конструкций синхронной машины

Электромагнитные процессы в синхронных машинах с магнитоэлектрическим возбуждением имеют тот же характер, что и в обычных синхронных машинах, возбуждаемых электромагнитным путем. Отличие заключается лишь в последствиях, к которым приводит реакция якоря. Если в обычных синхронных машинах при снятии нагрузки магнитное поле полюсов восстанавливается полностью, то в магнитоэлектрических машинах реакция якоря при определенных условиях приводит к размагничиванию постоянных магнитов.

Для ослабления размагничивающего влияния реакции якоря принимают специальные меры, заключающиеся в особом конструктивном оформлении машины, например увеличивают поток рассеяния между полюсами за счет изменения конструкции полюсных наконечников. Это снижает полезный поток, но машина становится более стойкой к необратимому размагничиванию реакцией якоря.

Для этих же целей выполняют конструкцию ротора типа «звездочка» и ротора с «когтеобразными» полюсами. При значительной мощности (от десятков до сотен киловатт) конструкция магнитоэлектрических синхронных генераторов приближается к конструкции нормальных явнополюсных синхронных машин.

§ 12.2. Реакция якоря синхронных машин

При нагрузке синхронной машины ток статора создает МДС статора, которая воздействует на МДС ротора. Это явление по аналогии с машинами постоянного тока называют *реакцией якоря*. МДС реакции якоря совместно с основной МДС образует результирующее поле, отличающееся от основного по значению и форме. В симметрично нагруженной трехфазной машине МДС статора вращается в том же направлении и с той же частотой, что и МДС ротора, т. е. синхронно с ним. Поэтому можно считать, что обе МДС неподвижны друг относительно друга. Реакцию якоря анализируют для какого-нибудь друг одного момента времени. Можно заменить рассмотрение реакции якоря всех трех фаз анализом реакции якоря одной фазы, а именно той, в которой ток достигает максимума.

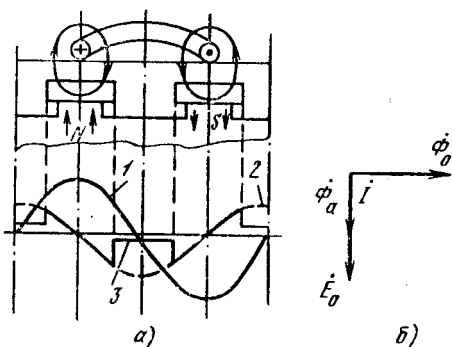


Рис. 12.3. К объяснению действия реакции якоря синхронной машины при активной нагрузке

При чисто активной нагрузке ток в катушке, а следовательно, и индукция якоря достигают максимума одновременно с основной ЭДС E_0 . На рис. 12.3, а кривая 1 определяет индукцию основного поля; кривая 2 — индукцию якоря неявнополюсного генератора; кривая 3 — индукцию якоря явнополюсного генератора. Создаваемое током якоря поле направлено перпендикулярно основному потоку возбуждения Φ_0

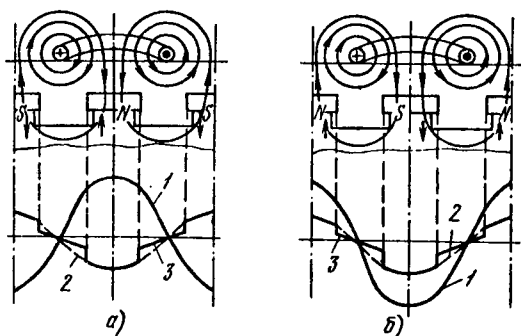


Рис. 12.4. Кривые распределения индукции в синхронной машине

(рис. 12.3, б). Такое поле и соответственно реакцию якоря называют *поперечными*. Это явление соответствует реакции якоря в машине постоянного тока при положении щеток на нейтрали.

При одинаковой МДС магнитный поток реакции якоря явнополюсной машины меньше, чем неявнополюсной. Поэтому явнополюсную машину рассматривают как неявнополюсную с соответственно уменьшенной поперечной МДС реакции якоря.

Если F_{aq} — амплитуда МДС поперечной реакции якоря неявнополюсной машины

$$F'_{aq} = k_q F_{aq},$$

где $k_q = 0,4 \div 0,5$ — коэффициент поперечной реакции якоря.

При чисто индуктивной нагрузке (рис. 12.4, а) ток статора $\dot{I}$ отстает от ЭДС $\dot{E}_0$ на 90° . Обозначения на рис. 12.4, а соответствуют обозначениям на рис. 12.3. В этом случае МДС поля якоря направлена встречно МДС полюсов. Реакция якоря носит продольно-размагничивающий характер. При емкостной нагрузке (рис. 12.4, б) реакция якоря носит продольно-намагничивающий характер. Соответствующие этим случаям векторные диаграммы приведены на рис. 12.5, а, б.

При реактивной нагрузке провалы в кривой индукции явнополюсной машины гораздо меньше, чем при активной. Рассуждая аналогично ранее изложенному, определим МДС продольной реакции якоря явнополюсного генератора:

$$F'_{ad} = k_d F_{ad},$$

где $k_d = 0,85$ — коэффициент продольной реакции якоря; F_{ad} — МДС реакции якоря неявнополюсного генератора.

В общем случае при смешанной нагрузке ток статора сдвинут по фазе относительно основной ЭДС $\dot{E}_0$ на некоторый угол ψ , находящийся в пределах от 90 до -90° . Воздействие МДС реакции якоря $\dot{F}_a$ на МДС основных полюсов $\dot{F}_0$ можно проанализировать с помощью векторной диаграммы (рис. 12.6).

Пусть ток $\dot{I}$ отстает по фазе от ЭДС $\dot{E}_0$ на угол ψ . Ток $\dot{I}$ создает МДС $\dot{F}_a$, которую разлагают на две составляющие: поперечную $\dot{F}_{aq}$

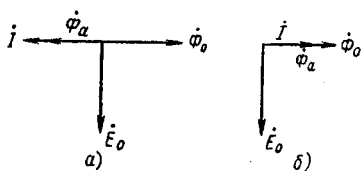


Рис. 12.5. Векторные диаграммы синхронной машины при индуктивной (а) и емкостной (б) нагрузках

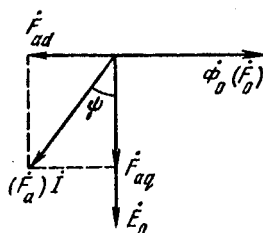


Рис. 12.6. Векторная диаграмма синхронной машины при активно-индуктивной нагрузке

и продольную $\vec{F}_{ad}$. Из диаграммы следует, что $\vec{F}_{aq} = k_a \vec{F}_a \cos \psi$; $\vec{F}_{ad} = k_a \vec{F}_a \sin \psi$.

Аналогичное разложение МДС реакции якоря можно сделать и в том случае, когда ток $\vec{I}$ опережает по фазе ЭДС $\vec{E}_0$ на угол ψ . Легко заметить, что когда ток генератора $\vec{I}$ отстает по фазе от ЭДС $\vec{E}_0$, МДС $\vec{F}_{ad}$ размагничивает машину, а когда ток опережает ЭДС по фазе, МДС $\vec{F}_{ad}$ намагничивает ее.

Помимо магнитного потока реакции якоря ток статора создает поток рассеяния $\vec{\Phi}_{s1}$, который наводит ЭДС рассеяния $\vec{E}_{s1} = -j\vec{I}x_{s1}$, где x_{s1} — индуктивное сопротивление рассеяния.

Часто индуктивное сопротивление рассеяния x_{s1} синхронных машин выражают не в омах, а в относительных единицах. Перевод осуществляют по формуле

$$x_{s1} [\text{о.е.}] = x_{s1} I_{\text{фном}} / U_{\text{фном}},$$

где x_{s1} — в Ом; $U_{\text{фном}}$, $I_{\text{фном}}$ — номинальные фазные напряжение и ток. В синхронных генераторах обычного исполнения $x_{s1} [\text{о.е.}] = 0,1 \div 0,14$.

§ 12.3. Основные характеристики синхронных генераторов

При испытании синхронного генератора (рис. 12.7) снимают те же характеристики, что и для генератора постоянного тока.

Характеристика холостого хода представляет собой зависимость $E_0 = f(I_a)$ при $f = \text{const}$ ($n = \text{const}$), $I = 0$ (рис. 12.8). Так как магнитная система синхронного генератора не отличается от магнитной системы генератора постоянного тока, эта характеристика аналогична характеристике холостого хода генератора постоянного тока.

Внешние характеристики (рис. 12.9) представляют собой зависимости $U = f(I)$ при $f = \text{const}$, $I_a = \text{const}$, $\cos \varphi = \text{const}$. Представляет интерес характеристика, снятая при отстающем $\cos \varphi = 0,8$ (кривая 1). С уменьшением нагрузки напряжение растет, так как уменьшается размагничивающее действие реакции якоря и падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния x_{s1} . При холостом ходе $E_0 = OC$. Тогда изменение напряжения при номинальном токе $I_{\text{ном}}$ (%)

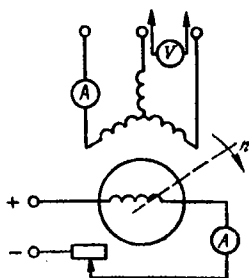


Рис. 12.7. Схема испытания синхронного генератора

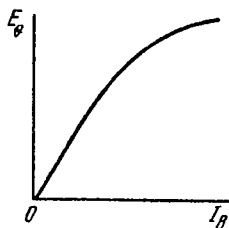


Рис. 12.8. Характеристика холостого хода синхронного генератора

$$\Delta U_{\text{ном}} = \frac{OC - AB}{AB} 100.$$

При активной нагрузке (кривая 2) ΔU мало, так как продольно-размагничивающая МДС реакции якоря незначительна. При емкостной нагрузке (кривая 3) изменение напряжения ΔU становится отрицательным, так как реакция якоря носит продольно-намагничивающий характер.

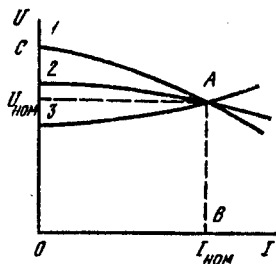


Рис. 12.9. Внешние характеристики синхронного генератора

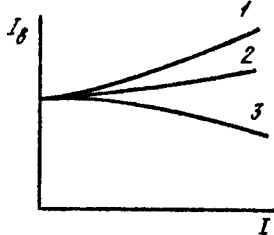


Рис. 12.10. Регулировочные характеристики синхронного генератора

Регулировочные характеристики (рис. 12.10) представляют собой зависимости $I_\phi = f(I)$ при $U = U_{\text{ном}} = \text{const}$, $f = \text{const}$, $\cos \varphi = \text{const}$. По регулировочным характеристикам можно судить о том, в каких пределах изменять ток возбуждения, чтобы при заданной нагрузке поддерживать постоянным номинальное напряжение. Характер кривых 1, 2 и 3 зависит от рода нагрузки.

§ 12.4. Векторные диаграммы синхронных генераторов

При построении основной диаграммы ЭДС синхронного генератора продольный и поперечный потоки реакции якоря Φ_{ad} , Φ_{aq} и поток рассеяния Φ_{s1} рассматривают так, если бы каждый из них существовал не-

зависимо от основного потока Φ_0 и создавал в обмотке статора соответствующую ЭДС.

Следовательно, магнитные потоки наводят в машине следующие ЭДС: $\Phi_0 \rightarrow \dot{E}_0$; $\Phi_{ad} \rightarrow \dot{E}_{ad}$; $\Phi_{aq} \rightarrow \dot{E}_{aq}$; $\Phi_{s1} \rightarrow \dot{E}_{s1}$.

Кроме того, наличие активного сопротивления статорной обмотки r_1 приводит к падению напряжения $\dot{I}r_1$ на нем.

Считая все ЭДС известными, строят векторную диаграмму (рис. 12.11). При активно-индуктивной нагрузке ток $\dot{I}$ отстает от ЭДС $\dot{E}_0$ по фазе на угол ψ . Отложив ток $\dot{I}$ и ЭДС $\dot{E}_0$, разложим вектор тока на две составляющие: активную $\dot{I}_q = \dot{I} \cos \psi$ и индуктивную $\dot{I}_d = \dot{I} \sin \psi$. Активная составляющая тока $\dot{I}_q$ создаст поперечную МДС $\dot{F}_{aq}$ и поток $\dot{\Phi}_{aq}$, индуктивная составляющая тока $\dot{I}_d$ — продольную МДС $\dot{F}_{ad}$ и поток $\dot{\Phi}_{ad}$. Потоки $\dot{\Phi}_{ad}$ и $\dot{\Phi}_{aq}$ наводят ЭДС $\dot{E}_{ad}$ и $\dot{E}_{aq}$, каждая из которых отстает на 90° от соответствующего магнитного потока и, следовательно, тока. Поток рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$ создается током $\dot{I}$ и совпадает с ним по направлению. ЭДС рассеяния $\dot{E}_{s1}$ отстает от потока $\dot{\Phi}_{s1}$ и, следовательно, от тока $\dot{I}$ на 90° .

Падение напряжения $\dot{I}r_1$ создается током и совпадает с ним по фазе. Сложив векторы всех ЭДС и вектор падения напряжения $\dot{I}r_1$, получим вектор напряжения $\dot{U}$, опережающий вектор тока $\dot{I}$ на угол ϕ , который зависит от характера нагрузки во внешней цепи генератора:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{s1} - \dot{I}r_1 = \dot{E}_0 - jI_q x_{aq} - jI_d x_{ad} - j\dot{I}x_{s1} - \dot{I}r_1. \quad (12.1)$$

Угол ϕ характеризует активную мощность генератора

$$P = m_1 UI \cos \phi,$$

где m_1 — число фаз обмотки статора.

Сдвиг фаз между напряжением $\dot{U}$ и ЭДС $\dot{E}_0$, обозначенный θ , определяет пространственный сдвиг между положением оси полюсов и результирующим потоком машины. Его называют *внутренним углом машины*.

Путем несложных преобразований векторную диаграмму ЭДС (рис. 12.11) можно упростить. ЭДС $\dot{E}_{aq}$ и $\dot{E}_{ad}$, обусловленные действием реакции якоря, вычислим по аналогии с ЭДС $\dot{E}_{s1}$ трансформатора:

$$\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q x_{aq} = -j\dot{I} x_{aq} \cos \psi;$$

$$\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d x_{ad} = -j\dot{I} x_{ad} \sin \psi,$$

где x_{aq} , x_{ad} — индуктивные сопротивления поперечной и продольной реакции якоря. Для построения преобразованной векторной диаграммы ЭДС $\dot{E}_{s1}$ (рис. 12.11) разлагают на две составляющие и, имея в виду только абсолютные значения, получают:

$$CN = BF = E_{s1} \sin \psi = I x_{s1} \sin \psi = I_d x_{s1};$$

$$DN = E_{s1} \cos \psi = I x_{s1} \cos \psi = I_q x_{s1}.$$

Тогда

$$AF = AB + BF = I_d x_{ad} + I_d x_{s1} = I_d (x_{ad} + x_{s1}) = I_d x_d = E_d;$$

$$FD = FN + DN = I_q x_{aq} + I_q x_{s1} = I_q (x_{aq} + x_{s1}) = I_q x_q = E_q.$$

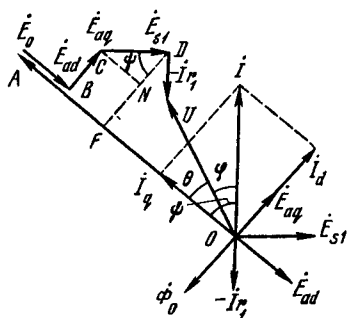


Рис. 12.11. Основная векторная диаграмма ЭДС синхронного генератора

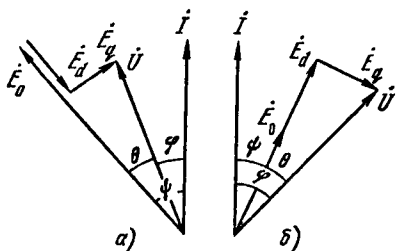


Рис. 12.12. Преобразованные векторные диаграммы ЭДС синхронного генератора

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки статора, построим преобразованные векторные диаграммы (рис. 12.12, а, б) для активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузок соответственно уравнению

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_d + \dot{E}_q = \dot{E}_0 - jI_d x_d - jI_q x_q,$$

где $x_d = x_{ad} + x_{s1}$, $x_q = x_{aq} + x_{s1}$ — синхронные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям. Они являются важнейшими параметрами синхронной машины и, так же как и x_{s1} , выражаются в долях единицы. При емкостной нагрузке ЭДС $\dot{E}_d$ направлена согласно с ЭДС $\dot{E}_0$, так как в этом случае продольная МДС реакции якоря намагничивает генератор, а при индуктивной нагрузке — встречно.

§ 12.5. Синхронные тахогенераторы

Синхронный тахогенератор является простейшим тахогенератором переменного тока. На рис. 12.13 показана конструктивная схема четырехполюсного тахогенератора.

В пазах статора 2, набранного из листовой электротехнической стали, уложена однофазная распределенная обмотка 1. Внутри статора находится ротор 3, представляющий собой дискообразный постоянный магнит с полюсами чередующейся полярности. При вращении ротора в статорной обмотке наводится ЭДС

$$E_0 = 4,44k_{обм}w f \Phi_0 = 4,44k_{обм}w \frac{pn}{60} \Phi_0 = c_1 n;$$

$$E_0 = k_T \omega,$$

где $c_1 = 4,44 \frac{k_{обм}}{60} w p \Phi_0$; $k_T = 4,44k_{обм}w \frac{p}{2\pi} \Phi_0$ —

передаточный коэффициент тахогенератора, рассматриваемого как усилительное звено с передаточной функцией $W(p) = E_0(p)/\omega(p) = k_T$.

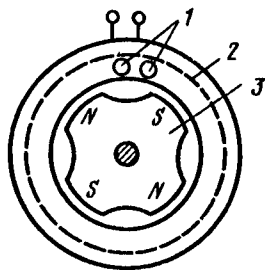


Рис. 12.13. Схема конструкции четырехполюсного синхронного тахогенератора

Таким образом, при холостом ходе тахогенератора выходное напряжение $U_{\text{вых}} = E_0$ и пропорционально его частоте вращения. Однако частота тахогенератора — функция частоты вращения. Следовательно, в нагруженном тахогенераторе реактивная (индуктивная и емкостная) составляющая Z_n и индуктивное сопротивление x_{Σ} обмотки самой машины изменяются с изменением частоты, поэтому выходная характеристика $U_{\text{вых}} = f(n)$ нелинейна.

Зависимость частоты выходного напряжения от частоты вращения и нелинейность выходной характеристики снижают точность работы синхронных тахогенераторов. Поэтому, несмотря на простоту устройства и отсутствие скользящих контактов, эти тахогенераторы в автоматических системах применяют редко. Используют их в основном для измерения частоты вращения различных механизмов и машин, подключая непосредственно к вольтметру со шкалой, отградуированной в об/мин.

§ 12.6. Синхронные двигатели и их характеристики

Синхронные двигатели в основном выполняют явнополюсными. Учитывая важное свойство синхронных двигателей — при перевозбуждении работать с опережающим $\cos \varphi$, их изготавливают для номинальной работы при $\cos \varphi = 1$ и опережающем $\cos \varphi = 0,8$.

Статор двигателя имеет ту же конструкцию, что и статор синхронного генератора. Для облегчения пуска двигателя зазор у него делается меньше зазора у генератора. В полюсные наконечники двигателей закладывают специальную пусковую обмотку. Возбудитель обычно насаживают на вал двигателя, а в двигателях большой мощности выполняют отдельно.

Как отмечалось, синхронные машины обладают свойством обратимости. Если к синхронному генератору, работающему параллельно с сетью, прекратить подвод механической энергии, то машина будет продолжать вращаться синхронно, так как статор и ротор по-прежнему упруго сцеплены между собой. Разница лишь в том, что при работе машины в качестве двигателя мощность подводят из сети к его статору, магнитный поток которого является ведущим звеном системы, а поток ротора и, следовательно, сам ротор — ее ведомым звеном.

Поэтому ось потока статора двигателя всегда опережает ось потока ротора на угол θ , а вектор подводимого к двигателю напряжения опережает составляющую $-E_0$ на тот же угол θ . Установившийся режим работы двигателя имеет место при таком угле θ , когда вращающий и тормозящий моменты двигателя взаимно уравниваются.

При изучении электромагнитных процессов в синхронных двигателях пользуются теми же методами, что и при исследовании генераторов.

При построении векторной диаграммы двигателя учитывают, что по второму закону Кирхгофа приложенное к двигателю напряжение $\dot{U}$ в любой момент времени уравнивается совокупностью противо-ЭДС двигателя $\Sigma \dot{E}_{\text{дв}}$:

$$\dot{U} = -\Sigma \dot{E}_{\text{дв}} = -(\dot{E}_0 + \dot{E}_q + \dot{E}_d) = -\dot{E}_0 + j\dot{I}x_q + j\dot{I}_d x_d. \quad (12.2)$$

Причем, параметры $\dot{U}$, i , $\cos \varphi$ ($\varphi > 0$), x_q , x_d предполагают заданными. Векторная диаграмма синхронного двигателя приведена на рис. 12.14. Под углом φ к вектору тока $\dot{I}$ откладывают вектор напряжения $\dot{U}$, который уравновешивается $\sum \dot{E}_{\text{дв}}$.

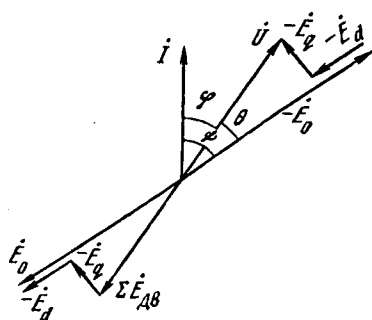


Рис. 12.14. Векторная диаграмма перевозбужденного синхронного двигателя

Складывая векторы $\dot{E}_d$ и $\dot{E}_q$ с вектором $\dot{U}$, получим вектор ЭДС $-E_0$. Следует отметить, что при индуктивном характере нагрузки ($\varphi > 0$) и $\cos \varphi = \text{const}$ реакция якоря размагничивает генератор и намагничивает двигатель. Это объясняется тем, что ток $\dot{I}$, а стало быть, и создаваемая им МДС реакции якоря ориентированы противоположно относительно ЭДС $\dot{E}_0$, создаваемой в генераторе и двигателе основным потоком Φ_0 .

О работе синхронного двигателя судят по рабочим характеристикам: n , M , η , $\cos \varphi = f(P_2)$ при $U = \text{const}$, $f = \text{const}$, $I_b = \text{const}$ (рис. 12.15, а, б). Частота вращения $n = n_1 = 60f/p = \text{const}$ при всех режимах. Вращающий момент $M = M_0 + M_2$. Момент холостого хода $M_0 = \text{const}$, а полезный момент $M_2 = P_2/\omega_1$ изменяется пропорционально полезной мощности, и зависимость $M = f(P_2)$ изображают прямой линией.

Зависимость $\eta = f(P_2)$ имеет обычный для всех электрических машин характер. КПД почти постоянен в пределах изменения нагрузки от $0,5P_{2\text{ном}}$ до $P_{2\text{ном}}$.

Характер изменения $\cos \varphi = f(P_2)$ (рис. 12.15, б) зависит от того, какое установлено возбуждение двигателя. Если подрегулировать ток возбуждения так, что при холостом ходе $\cos \varphi = 1$ (кривая 1), то при нагрузке для получения $\cos \varphi = 1$ необходимо повысить ток возбуждения. Но так как по условию $I_b = \text{const}$, то при нагрузке получится режим недо возбуждения, при котором появятся реактивные токи, отстающие от U , $[\cos(+\varphi)]$.

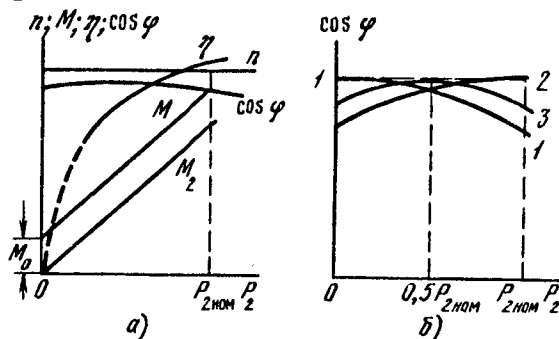


Рис. 12.15. Рабочие характеристики синхронного двигателя

Если $\cos \varphi = 1$ при номинальной нагрузке (кривая 2), то при недогрузке двигатель потребляет из сети реактивные (емкостные) опережающие $[\cos(-\varphi)]$, а при перегрузке — отстающие (индуктивные) токи. Для возможно меньшего изменения $\cos \varphi$ устанавливают нормальное возбуждение ($\cos \varphi = 1$) при нагрузке, равной $0,5P_{2\text{ном}}$ (кривая 3).

§ 12.7. Электромагнитная мощность и вращающий момент синхронных двигателей

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора, то потребляемая двигателем из сети активная мощность $P_1 = m_1 UI \cos \varphi$ приближенно равна электромагнитной мощности $P_{\text{эм}}$:

$$P_{\text{эм}} \approx P_1 \approx m_1 UI \cos \varphi. \quad (12.3)$$

Из векторной диаграммы (см. рис. 12.14) при $\varphi = \psi - \theta$ определяем

$$\begin{aligned} I_q &= I \cos \psi = E_q / x_q = (U \sin \theta) / x_q; \\ I_d &= I \sin \psi = E_d / x_d = (E_0 - U \cos \theta) / x_d. \end{aligned} \quad (12.4)$$

Подставив (12.4) в (12.3), получим

$$\begin{aligned} P_{\text{эм}} &= m_1 UI \cos(\psi - \theta) = m_1 UI \cos \psi \cos \theta + m_1 UI \sin \psi \sin \theta = \\ &= m_1 U \frac{U \sin \theta}{x_q} \cos \theta + m_1 U \frac{E_0 - U \cos \theta}{x_d} \sin \theta = \\ &= \frac{m_1 U E_0}{x_d} \sin \theta + \frac{m_1 U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta = \\ &= P_{\text{осн}} + P_{\text{доп}}, \end{aligned}$$

где $P_{\text{осн}}$, $P_{\text{доп}}$ — основная и дополнительная электромагнитные мощности.

Электромагнитный момент синхронного двигателя

$$\begin{aligned} M &= \frac{P_{\text{эм}}}{\omega_1} = \frac{m_1 U E_0}{x_d \omega_1} \sin \theta + \frac{m_1 U^2}{2 \omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta = \\ &= M_{\text{осн}} + M_{\text{доп}}, \end{aligned} \quad (12.5)$$

где $M_{\text{осн}}$, $M_{\text{доп}}$ — основной и дополнительный вращающие моменты.

Электромагнитный момент складывается из двух составляющих. Взаимодействие поля ротора с полем статора создает основную составляющую

$$M_{\text{осн}} = \frac{m_1 U E_0}{x_d \omega_1} \sin \theta. \quad (12.6)$$

Дополнительная составляющая момента $M_{\text{доп}}$ возникает при $x_q \neq x_d$ вследствие искривления поля реакции якоря. Эту составляющую называют *реактивным моментом*. Реактивный (дополнительный) момент

$$M_{\text{доп}} = \frac{m_1 U^2}{2\omega_1} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta. \quad (12.7)$$

§ 12.8. Асинхронный пуск синхронных двигателей

Как указывалось, синхронные двигатели выполняют явнополюсными, в полюсные башмаки которых закладывают специальную пусковую обмотку.

При асинхронном пуске напряжение, подводимое к синхронному двигателю, понижают с помощью реакторов (индуктивных сопротивлений) или автотрансформаторов до $(1/2-1/3 U_{\text{ном}})$, реже производят прямое включение на полное напряжение сети (рис. 12.16).

Данный способ пуска сводится к следующему. Под действием подведенного напряжения в статоре возникает магнитное поле, вращающееся с синхронной частотой. Во избежание перенапряжений обмотка ротора должна быть замкнута на пусковой реостат $R_{\text{п}}$, сопротивление которого превышает активное сопротивление обмотки в 10–15 раз.

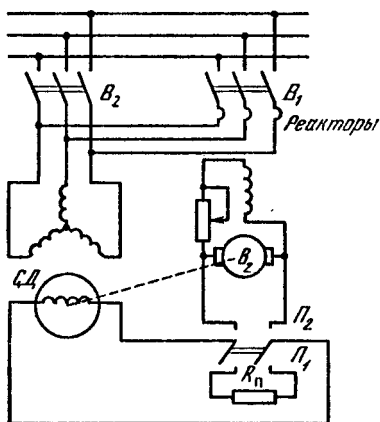
Последовательность пуска следующая: сначала замыкают переключатель Π_1 и выключатель B_1 , затем переключатель ставят в положение Π_2 и замыкают B_2 , отключая B_1 .

При этом вращающееся поле наводит токи в пусковой обмотке, обмотке возбуждения и во всех металлических частях, которые оно пересекает.

Пусковая обмотка должна быть рассчитана так, чтобы развиваемый ею асинхронный момент M_a удовлетворял требуемым пусковым условиям.

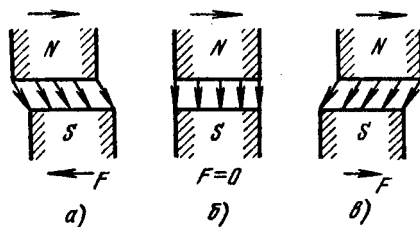
В явнополюсных двигателях имеет место также реактивный момент, проявляющийся при частоте вращения, равной 90–95% от синхронной. Реактивный момент возникает в результате отклонения магнитных силовых линий, проходящих через зазор из статора в ротор, от кратчайшего пути (перпендикуляра к поверхности полюсов). Предположим, что в некоторый момент времени северный полюс статора, двигаясь относительно ротора слева направо, оказался сзади южного полюса ротора (рис. 12.17, а). В результате отклонения магнитных линий возникает сила F , тормозящая ротор. Так как поле статора вращается быстрее, чем ротор, в следующий момент времени ось поля статора совпадает с осью ротора (рис. 12.17, б), в результате чего $F = 0$. Затем поле статора начинает опережать ротор, создавая силу, стремящуюся ускорить ротор (рис. 12.17, в). Таким образом, при асинхронном пуске реактивный момент имеет разные знаки в зависимости от взаимного расположения полюсов статора и ротора.

Если нагрузка невелика, а частота вращения ротора близка к синхронной, то положительный реактивный момент придает такое ускорение ротору, при котором частота его вращения достигает значения частоты вращения поля статора (так называемое *втягивание в синхронизм*). Однако реактивный момент обычно невелик. Поэтому в обмотку возбуждения двигателя при достижении им частоты вращения, равной 95% от синхронной, подают постоянный ток.



◀ Рис. 12.16. Схема асинхронного пуска синхронного двигателя

Рис. 12.17. К объяснению возникновения реактивного момента синхронного двигателя



При этом необходимо добиваться таких условий, при которых поле, создаваемое постоянным током возбуждения, усиливало бы поле, создаваемое статором, т. е. усиливало бы южную полярность полюса ротора. В противном случае полюсы статора и ротора станут взаимно отталкиваться, что даст сильный механический толчок на валу.

Все эти операции должны быть выполнены тщательно, поэтому асинхронный пуск синхронного двигателя производят исключительно автоматически.

Глава 13

СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ

§ 13.1. Общие сведения

Синхронные двигатели мощностью от долей ватта до нескольких сотен ватт применяют в системах автоматики.

Особенность синхронных двигателей состоит в том, что частота вращения ротора жестко связана с частотой тока, протекающего в статорных обмотках. Поэтому, если статор питается током неизменной частоты (например, от промышленной сети), частота вращения постоянна и не зависит от нагрузки. Такие двигатели используют в системах, требующих строго постоянной частоты вращения (электрические часы, лентопротяжные механизмы, программные устройства и т. п.).

В том случае, когда частота тока изменяется (системы синхронной связи), частота синхронного вращения меняется вместе с частотой сети.

К группе синхронных двигателей следует отнести также двигатели, у которых частота тока в статоре определяется частотой вращения ротора, так как с ротором связан задающий генератор, управляющий частотой тока в статорных обмотках. Поскольку источником питания таких двигателей служит сеть постоянного тока, они получили название

бесконтактных (бесщеточных) двигателей постоянного тока или вентильных двигателей.

В цифровых системах автоматики применяют шаговые двигатели, в обмотки статора которых поступают импульсы тока от устройств управления, а частота вращения ротора строго синхронизирована с частотой поступающих импульсов.

В зависимости от особенностей возбуждения синхронные двигатели делят на *двигатели с активным ротором*, представляющим собой явнополюсный ротор из постоянного магнита; *с реактивным ротором*, представляющим собой явнополюсный или зубчатый ротор из магнитомягкого материала, и *индукторные машины*, возбуждение которых создается постоянной составляющей тока в обмотках статора, постоянным магнитом или специальной неподвижной обмоткой возбуждения.

Часто для привода устройств автоматики требуется относительно небольшая частота вращения выходного вала. При небольшой мощности привода (единицы или десятки ватт) целесообразно применять *редукторные двигатели*, совмещающие функции двигателя и понижающего редуктора. Редуцирование частоты вращения осуществляют за счет зубчатого (гребенчатого) выполнения полюсов статора и ротора из магнитомягкого материала, что равносильно увеличению в несколько раз числа пар полюсов. Этот принцип редуцирования используют и в шаговых двигателях для уменьшения размера шага, т. е. угла поворота ротора под действием каждого импульса.

Другим типом двигателя с пониженной частотой вращения являются *двигатели с катящимся ротором*, работающие по принципу механических планетарных редукторов.

Все двигатели отличаются высокой эксплуатационной надежностью из-за отсутствия подвижных электрических контактов.

§ 13.2. Реактивные двигатели с распределенной обмоткой статора

Статоры реактивных двигателей с распределенной обмоткой конструктивно не отличаются от обычных асинхронных и синхронных двигателей. Роторы таких двигателей имеют явнополюсную конструкцию; их выполняют из магнитомягкого материала.

Работу реактивного синхронного двигателя можно проанализировать, основываясь на общей теории синхронных машин, если считать ЭДС, наводимую в обмотке статора роторным потоком возбуждения, равной нулю. Векторная диаграмма такого двигателя имеет вид, представленный на рис. 13.1. Напряжение источника питания уравновешивается падением напряжения на активном и индуктивных сопротивлениях:

$$\dot{U} = I r + j \dot{I}_d x_{ad} + j \dot{I}_q x_{aq} + j \dot{I} x_{s1}.$$

Такие реактивные двигатели на статоре могут иметь как трехфазную, так и однофазную обмотку.

Работа двигателя основана на использовании дополнительной элек-

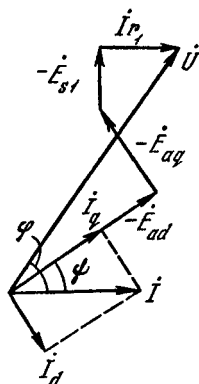
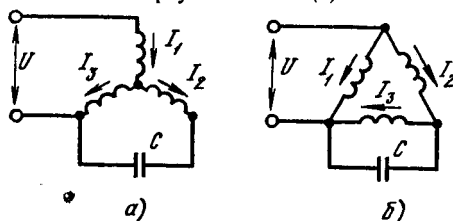


Рис. 13.1. Векторная диаграмма реактивного синхронного двигателя

Рис. 13.2. Схемы пуска однофазных синхронных реактивных двигателей при соединении обмоток статора звездой (а) и треугольником (б)



ромагнитной мощности и дополнительного вращающего момента (см. § 12.7):

$$P_{\text{доп}} = m_1 \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\theta = m_1 \frac{U^2 (x_d - x_q)}{2x_q x_d} \sin 2\theta;$$

$$M_{\text{доп}} = P_{\text{доп}} / \omega_1.$$

Дополнительный момент зависит от: 1) квадрата напряжения, подведенного к двигателю; 2) разности $x_d - x_q$; 3) $\sin 2\theta$. Чтобы добиться наибольшего значения $M_{\text{доп}}$ при прочих равных условиях, реактивному двигателю придают такое конструктивное оформление, при котором разность $x_d - x_q$ максимальна.

Физическая картина работы реактивного двигателя основывается на том же эффекте отклонения магнитных силовых линий, идущих из статора в ротор, как и в обычном синхронном двигателе с возбуждением (ср. рис. 12.17).

Реактивные двигатели получили широкое распространение в качестве машин малой мощности (порядка нескольких десятков ватт). В этом случае двигатель выполняют однофазным, что упрощает его конструктивно, но затрудняет пуск в ход. Такой двигатель необходимо синхронизировать с сетью, приведя его во вращение.

Для улучшения пусковых и рабочих характеристик однофазных реактивных двигателей разработана система однофазного реактивного конденсаторного двигателя (рис. 13.2). Если выбрать емкость конденсатора так, чтобы напряжение на его зажимах было равно линейному напряжению, а ток через конденсатор — линейному току, то токи I_1, I_2, I_3 в обмотках двигателя образуют симметричную трехфазную систему.

Конденсаторный реактивный двигатель имеет по сравнению с обычным однофазным лучшие пусковые характеристики, более высокий $\cos \varphi$; он менее склонен к колебаниям, но обладает несколько меньшим КПД.

§ 13.3. Редукторные реактивные двигатели

Редукторные реактивные двигатели позволяют получить достаточно малую частоту вращения при питании от сети стандартной частоты, не прибегая к помощи редукторов. Работают они по тому же принципу, что и обычные синхронные реактивные двигатели.

Статор в виде кольца, а ротор в виде диска набраны из листов магнитомягкой электротехнической стали (рис. 13.3, а). Они снабжены полукруглыми пазми, числа которых у статора и ротора различны, но близки: например, число пазов статора $z_c = 16$, число пазов ротора $z_p = 18$.

Разность $z_p - z_c$ определяет частоту вращения ротора двигателя.

На статоре размещена двухполюсная спиральная обмотка, включенная по мостовой схеме (рис. 13.3, б).

При питании обмотки статора создается вращающееся поле, а ротор будет располагаться в нем так, чтобы магнитное сопротивление на пути потока было минимальным. Когда ось поля переместится из положения А в положение В (рис. 13.3, а), сдвинувшись на один зубцовый шаг статора, соответствующий углу $360/16 = 22,5^\circ$, ротор повернется на угол, равный $360/16 - 360/18 = 2,5^\circ$, т. е. в 9 раз меньший угла поворота поля. Следовательно, при повороте поля статора на 360° ротор повернется на $16 \cdot 2,5 = 40^\circ$, т. е. будет вращаться с частотой, в $360/40 = 9$ раз меньшей частоты вращения поля статора.

Выведем общее выражение для частоты вращения ротора. Частота вращения поля больше частоты вращения ротора в $\frac{360/z_c}{(360/z_c) - (360/z_p)} =$

$$= \frac{z_p}{z_p - z_c} \text{ раз, т. е. } n_1/n = z_p/(z_p - z_c). \text{ Следовательно, } n = \frac{[(z_p - z_c)/z_p] n_1}{(60 f/p)}.$$

Чем меньше разность $z_p - z_c$, тем меньше частота вращения ротора. Рекомендуется брать $z_p - z_c = 2, 4, 6$ и т. д. Например, при $f = 50$ Гц; $2p = 2$; $z_p = 200$; $z_c = 198$ синхронная частота вращения поля статора $n_1 = 60 f/p = 3000$ об/мин, а частота вращения ротора $n = [(200 - 198)/200] 3000 = 2 \cdot 3000/200 = 30$ об/мин, т. е. в 100 раз меньше.

Если ротор выполнить в виде кольца с внешними и внутренними пазми, а внутри него поместить второй ротор с внешними пазми, то получим двигатель с двойной редукцией. У такого двигателя частота вращения второго (внутреннего) ротора в несколько раз меньше частоты вращения первого (кольцевого) ротора. Помещая несколько роторов один в другой, можно (подобрав

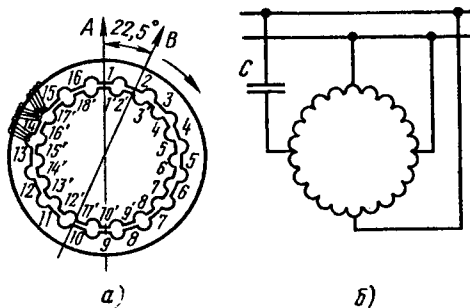


Рис. 13.3. Схема конструкции (а) и схема включения (б) редукторного реактивного двигателя

определенное число зубцов) получить двигатель, у которого отдельные роторы имеют частоту вращения часовой, минутной и секундной стрелок, т. е. получить безредукторный часовой механизм. Достоинство такого механизма — постоянство частоты вращения за один оборот, что позволяет применять его для приборов звукозаписи и звуковоспроизведения. К недостаткам таких двигателей можно отнести маленький вращающий момент, низкий КПД и большие габариты.

Основные технические данные редукторных двигателей серии ДСР приведены в табл. П.25.

§ 13.4. Гистерезисные двигатели

Гистерезисный двигатель — это синхронный реактивный двигатель, вращающий момент которого создается за счет магнитного гистерезиса материала ротора.

Статор такого двигателя имеет обычную трех- или двухфазную обмотку, которая создает вращающееся магнитное поле, а ротор представляет собой массивный цилиндр без обмотки, изготовленный из магнитотвердого материала. При включении статора в сеть ротор приходит во вращение. Вращающий момент складывается из двух составляющих:

$$M = M_{\text{вихр}} + M_r,$$

где $M_{\text{вихр}}$ — момент, создаваемый взаимодействием вращающегося поля машины с вихревыми токами ротора; M_r — момент, возникающий за счет гистерезиса при перемагничивании материала ротора (гистерезисный момент). Принцип действия двигателя иллюстрируется рис. 13.4. Для наглядности показаны только два элементарных магнитика ns 1 и 2. Сила взаимодействия между этими магнитиками и полем статора NS направлена по оси последнего (рис. 13.4, а). Если поворачивать поле NS , например, по часовой стрелке, то в том же направлении поворачиваются и элементарные магнитики. Однако вследствие магнитного гистерезиса магнитики ns не сразу повернутся на тот же угол, что и поле NS . Между осями NS и ns появится некоторый угол рассогласования γ . Помимо радиальных сил появляются тангенциальные (рис. 13.4, б), которые и создадут гистерезисный момент M_r . Угол γ определяется фор-

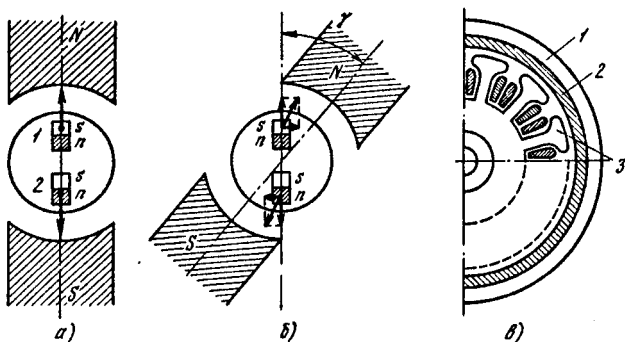


Рис. 13.4. К пояснению принципа действия гистерезисного двигателя

мой петли гистерезиса материала, из которого изготовлен ротор. Гистерезисный момент M_r не зависит от частоты вращения ротора. Радикальный способ увеличения вращающего момента гистерезисного двигателя — применение магнитотвердых материалов с прямоугольной петлей гистерезиса. Частота вращения такого двигателя синхронна с частотой вращения поля, КПД высокий — до 80%, мощность на валу составляет 0,1–200 Вт.

Достоинствами гистерезисных двигателей являются простота устройства, надежность в эксплуатации, отсутствие пусковых приспособлений, плавность втягивания в синхронизм, практически неизменный ток при пуске и работе. К недостаткам можно отнести относительно высокую стоимость материала ротора, хотя, как правило, ротор изготовляют из обычной стали и на него насаживают лишь полый цилиндр небольшой толщины из магнитотвердого материала.

Основные технические данные гистерезисных двигателей приведены в табл. П.26.

Гистерезисные двигатели применяют в различных приводах приборного типа, в устройствах мощностью нескольких десятков ватт при повышенных частотах напряжения питания и частотах вращения, достигающих 24 000–30 000 об/мин и выше. В этих системах используют синхронные гистерезисные двигатели с обращенным ротором. Схематическое устройство такого двигателя представлено на рис. 13.4, в. Внутри стального цилиндра 1 помещена активная часть ротора 2 из магнитотвердого материала, охватывающая обращенный неподвижный статор 3 с наружными пазами. В этих пазах укладывают главную и вспомогательную однофазные обмотки с взаимным пространственным сдвигом на половину полюсного деления; для образования вращающегося поля к вспомогательной обмотке подключают конденсатор.

Такую конструкцию обращенного гистерезисного двигателя применяют не только в гироскопических устройствах, но и в электропроигрывателях, радиолах и других подобных устройствах. В электропроигрывателях и радиолах вал этого двигателя вертикальный. Вал опирается своим концом на шарик и вращается в подшипнике скольжения, состоящем из одного вкладыша. В таком исполнении эти двигатели рассчитаны на напряжения сети 127/220 В, частоту 50 Гц, частоту вращения 1500 об/мин и потребляемую мощность от сети 10–15 Вт.

§ 13.5. Синхронные двигатели с катящимся и волновым роторами

Синхронные электрические двигатели с катящимся ротором (ДКР) применяют для систем автоматики в качестве безредукторных тихоходных малоинерционных исполнительных двигателей.

На рис. 13.5 показана схема конструкции ДКР. В стальной корпус 1 запрессованы пакет сердечника статора 2 с трех- или двухфазной (в конденсаторном исполнении) обмоткой 4, ферромагнитные кольца 6 и катки статора 7. Между кольцами и сердечником статора помещены две кольцевые катушки 5 обмотки постоянного тока.

Ротор в отличие от обычных двигателей относительно расточки статора расположен эксцентрически, т. е. его ось и ось расточки статора не

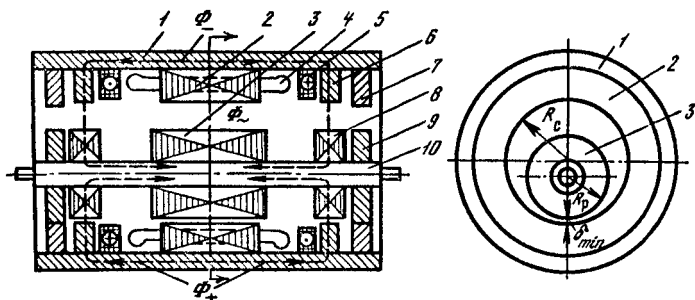


Рис. 13.5. Схема конструкции синхронного ДКР

совпадают. На валу 10 ротора закреплены шихтованный пакет стали сердечника 3 ротора без обмотки, два пакета магнитопровода 8 униполярного потока и два катка ротора 9.

Двигатель выполнен таким образом, что ротор не имеет непосредственного соприкосновения с поверхностью расточки пакета статора. Между ними благодаря устройству катков на статоре и роторе обеспечивается минимальный воздушный зазор $\delta_{\min}$.

Принцип действия двигателя заключается в следующем. При включении обмотки постоянного тока возникает униполярное поле (направление потока Φ этого поля показано стрелками на рис. 13.5), создающее вследствие эксцентриситета одностороннее магнитное притяжение сердечников ротора и статора в стороне минимального воздушного зазора. Если подключить двухполюсную двух- или трехфазную обмотку статора к соответствующей сети переменного тока, то возникает вращающееся магнитное поле статора, которое складывается в зазоре с униполярным полем.

На рис. 13.6 показаны графики униполярного $[B_{\delta 1} = f(x)]$, двухполюсного вращающегося $[B_{\delta 2} = f(x)]$ и результирующего $[B_{\delta x} = B_{\delta 1} + B_{\delta 2} = f(x)]$ полей. Результирующее поле оказывается несимметричным, и поэтому появляется сила одностороннего магнитного притяжения, вектор которой совпадает с максимумом $B_{\delta x}$ и вращается синхронно с частотой вращения поля обмотки переменного тока.

Допустим, что в рассматриваемый момент времени максимум магнитного поля совпадает с точкой А на статоре (рис. 13.7, а). В этом случае под действием силы Q ротор притягивается к точке А статора. Если результирующее магнитное поле повернется в пространстве на некоторый угол α , то сила магнитного притяжения Q сместится на тот же угол (рис. 13.7, б). Разложив силу Q на две составляющие: Q_x и Q_y , видим, что сила Q_x , притягивая ротор к статору, стремится повернуть его. Под действием этой силы ротор и его катки повернутся на угол α , в результате чего минимальный воздушный зазор окажется в точке В.

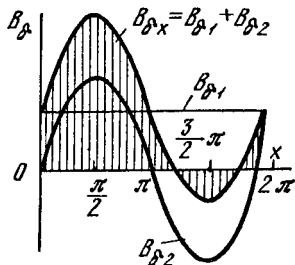


Рис. 13.6. Графики распределения магнитной индукции вдоль воздушного зазора ДКР

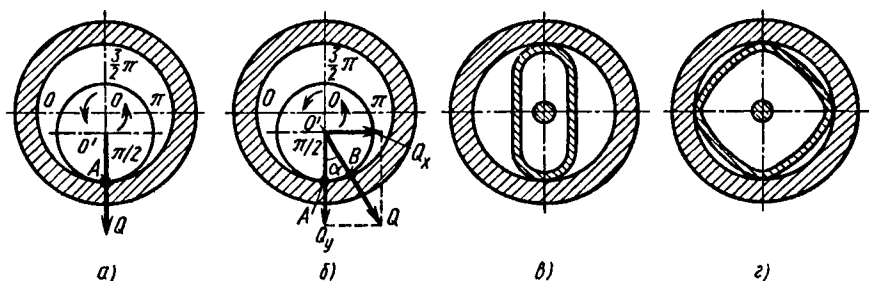


Рис. 13.7. К пояснению принципа действия двигателя с катящимся (а, б) и волновым ротором с двумя (в) и четырьмя (г) точками касания

Таким образом, при вращении результирующего несимметричного поля точка A минимального зазора перемещается с синхронной угловой скоростью ω_1 . Ротор же на своих катках поворачивается вокруг своей оси с угловой скоростью ω , значительно меньшей ω_1 в направлении, противоположном вращению поля. При этом синхронно с полем, но с малой скоростью по окружности с центром в точке O перемещается и центр ротора O' .

Действительно, при повороте магнитного поля в пространстве на один оборот (на угол 2π) ротор, перемещаясь своими катками по каткам статора, повернется вокруг своей оси в обратную сторону на угол β (рад), равный разности длин окружности катков статора и ротора, деленной на радиус катка ротора:

$$\beta = (2\pi R_c - 2\pi R_p) / R_p, \quad (13.1)$$

где R_c , R_p — радиусы катков статора и ротора.

Так как угловые скорости пропорциональны углам поворота за одно и то же время: $\omega/\omega_1 = \beta/(2\pi)$, то с учетом (13.1)

$$\omega = \omega_1 (R_c - R_p) / R_p;$$

$$\frac{\pi n}{30} = \frac{\pi n_1}{30} \frac{R_c - R_p}{R_p},$$

откуда $n = n_1 \frac{R_c - R_p}{R_p} = 60f \frac{R_c - R_p}{R_p}$, где $n_1 = 60f$, так как $p = 1$.

Выражение $[(R_c - R_p)/R_p] \ll 1$, поэтому можно получить частоту вращения ротора $n \ll n_1$ без применения специальных редукторов, например при частоте сети 50 Гц $n = 2 \div 200$ об/мин.

В ДКР с гладкими поверхностями катков статора и ротора при большом нагрузочном моменте на валу качение происходит с проскальзыванием и двигатель работает как асинхронный. В синхронных ДКР поверхности катков выполняют зубчатыми, что устраняет проскальзывание.

Основными достоинствами синхронных двигателей с катящимся ротором являются: малые частоты вращения выходного вала; большой вращающий момент (номинальный и пусковой); малая инерционность;

возможность работы на упор (при $n = 0$) без заметного увеличения токов и мощности. К недостаткам таких двигателей относятся: необходимость двойного питания и специальных кинематических устройств для передачи вращения с вала катящегося ротора на выходной вал двигателя, а также значительные вибрации, обусловленные центробежными силами.

Наряду с двигателями с катящимися роторами в схемах автоматики применяют двигатели с гибкими волновыми роторами (волновые двигатели). Роторы таких двигателей могут деформироваться под действием электромагнитных сил.

Если в расточке статора с m -фазной обмоткой, создающей двухполюсное вращающееся магнитное поле, поместить тонкостенный (гибкий) полый ротор из ферромагнитного материала (рис. 13.7, в, з), то под действием электромагнитных сил в местах, соответствующих максимальной индукции поля, ротор, деформируясь, притягивается к статору. При вращении поля в пространстве вдоль расточки статора области деформации ротора перемещаются синхронно с магнитным полем. При этом происходит обкатывание статора ротором.

При повороте поля на один оборот в пространстве ротор повернется вокруг своей оси на угол, равный разности длин окружностей статора и ротора, деленной на радиус ротора (13.1), т. е. так же, как жесткий ротор в двигателе с катящимся ротором.

Медленное вращение ротора вокруг своей оси с помощью специальных устройств передается на вал двигателя. В волновых двигателях, как и в двигателях с катящимся ротором, применяют зубчатые или гладкие катки.

В отличие от двигателей с катящимся ротором двигатель с волновым ротором может работать не только в двухполюсном (рис. 13.7, в), но и в многополюсном поле (рис. 13.7, з). Этот двигатель по принципу действия аналогичен двигателю с катящимся ротором, но обладает некоторыми преимуществами: 1) отсутствие при четном числе областей (точек соприкосновения ротора со статором) неуравновешенных центробежных и центростремительных сил, что обеспечивает работу двигателя без вибраций и шума; 2) лучшее быстродействие вследствие меньшего момента инерции ротора.

Электромагнитная система двигателя, создающая вращающееся поле, соответствующее одной паре полюсов, не является эффективной, так как магнитный поток встречает большое магнитное сопротивление, проходя по тонкому ротору. Поэтому двигатели с волновыми роторами имеют иное устройство.

У одних двигателей обмотки выполняют так, что поток замыкается по соседним зубцам статора, проходя по ротору сравнительно небольшие участки. Так как электромагнитное усилие не зависит от направления потока ($F_{эм} \equiv B_z^2$), то ротор притягивается к тем зубцам статора, индукция B_z под которыми максимальна (независимо от направления поля), обеспечивая касание со статором и при вращении поля нормальную работу двигателя. У других двигателей магнитное поле создается с помощью аксиально-размещенных катушек фаз статора, что обеспечивает прохождение поля по ротору в аксиальном направлении. При гиб-

кой связи между листами, например с помощью эластичных колец из гибкой стали, обеспечивается эластичность волнового ротора и хорошая работа двигателя.

§ 13.6. Общие сведения о шаговых двигателях

В современных системах управления, в частности в системах управления электроприводами, используют электронные вычислительные устройства, оперирующие с цифровой формой сигналов.

Цифровая форма представления сигналов управления привела к созданию нового типа двигателей — *шаговых (импульсных) двигателей*, которые непосредственно преобразуют управляющий сигнал в виде последовательности импульсов в пропорциональный числу импульсов и фиксированный угол поворота вала или линейное перемещение механизма без датчика обратной связи. Это обстоятельство упрощает систему привода и заменяет замкнутую систему следящего привода разомкнутой (рис. 13.8), обладающей такими преимуществами, как снижение

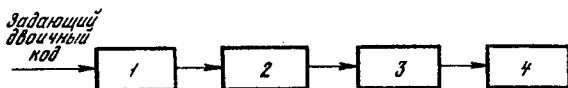


Рис. 13.8. Структурная схема разомкнутой цифровой следящей системы с ШД:

1 — коммутатор, преобразующий двоичный код в циклический; 2 — усилитель импульсов; 3 — шаговый двигатель; 4 — нагрузка

стоимости устройства (меньше элементов) и увеличение точности в связи с фиксацией ротора шагового двигателя при отсутствии импульсов сигнала.

Очевиден и недостаток привода с шаговым двигателем: при сбое импульса дальнейшее слежение происходит с ошибкой в угле, пропорциональной числу пропущенных импульсов.

Рассмотрим принцип действия шагового двигателя (ШД) на простейшем примере однофазного шагового двигателя (рис. 13.9). Двухполюсный ротор 2 из магнитомягкого материала с клювообразными выступами помещен в четырехполюсном статоре 1. Одна пара полюсов статора представляет собой постоянные магниты, на другой паре полюсов находится обмотка управления w_y . Ротор из магнитомягкого материала является реактивным.

Пока тока в обмотке управления нет, ротор ориентируется вдоль полюсов с постоянными магнитами и удерживается около них с некоторым усилием, которое определяется магнитным потоком полюсов. При поступлении импульса на вход схемы управления (на рисунке не показана) обмотка управления подключается к источнику напряжения пос-

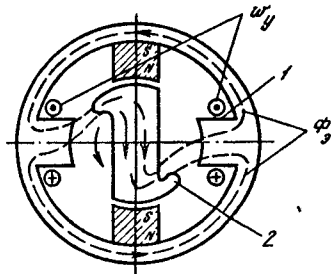


Рис. 13.9. Схема простейшего однофазного ШД

тоянного тока и создает магнитный поток Φ , примерно вдвое больший, чем магнитный поток постоянных магнитов. Под действием электромагнитного усилия, создаваемого этим потоком, ротор поворачивается, преодолевая нагрузочный момент и момент, развиваемый полюсами с постоянными магнитами, стремясь занять положение, соосное с полюсами управляющей обмотки. Поворот происходит в сторону клювообразных выступов, так как магнитное сопротивление между ротором и полюсами с обмоткой в этом направлении меньше, а следовательно, усилие больше, чем в другую сторону. Следующий импульс, поступивший на вход схемы управления, отключает обмотку управления от источника напряжения и под действием потока постоянных магнитов ротор поворачивается на следующий шаг в сторону клювообразных выступов.

Одним из определяющих параметров ШД является шаг ротора, т. е. угол поворота ротора, соответствующий одному импульсу. В общем случае для двигателя с реактивным ротором шаг двигателя

$$\alpha = 360^\circ / (2pm); \quad \alpha = \pi / (pm), \quad (13.2)$$

где p — число пар полюсов ротора или каждой фазы статора; m — число фаз или так называемых тактов управления в одном цикле.

Для двигателя рис. 13.9 $p = 1$, $m = 2$, так как одному такту соответствует возбуждение полюсов с обмоткой, а второму (при отключении обмотки) — действие полюсов с постоянными магнитами. Следовательно, шаг двигателя $\alpha = 90^\circ$.

На рис. 13.10 изображен двигатель с активным ротором (в виде постоянного магнита), имеющим $p = 5$. Увеличение числа пар полюсов позволяет уменьшить шаг и сделать вращение ротора более равномерным. Шаг двигателя с активным ротором

$$\alpha = 360^\circ / (pm). \quad (13.3)$$

Для изображенной схемы двигателя $\alpha = 36^\circ$, причем обмотка питается разнополярными импульсами, что соответствует двум тактам за цикл ($m = 2$). Однонаправленность вращения обеспечивают фигурные полюсы статора, выполняющие функции клювообразных полюсов ротора двигателя (рис. 13.9).

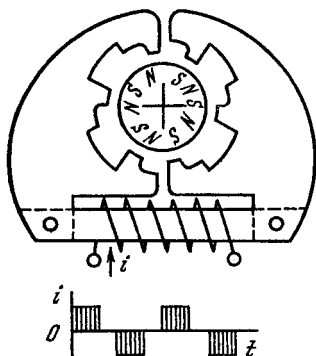


Рис. 13.10. Схема неререверсивного ШД с активным ротором, возбуждаемым знакопеременными импульсами

Достоинством однофазных ШД с постоянными магнитами на статоре или роторе является простота конструкции и схемы управления. Для фиксации ротора при обесточенной обмотке не требуется потребления энергии во время пауз, угол поворота ротора сохраняет свое значение при перерывах в питании. Двигатели этого типа могут отрабатывать импульсы, поступающие с частотой до 200–300 Гц. Их недостатки — низкий КПД и невозможность реверса.

Схема двухфазного ШД с реактивным

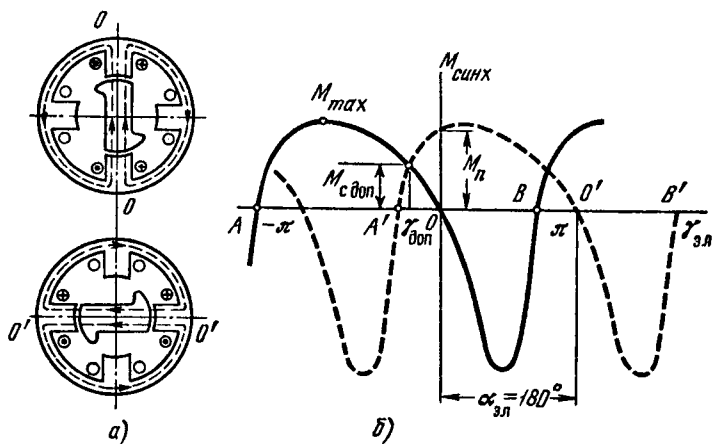


Рис. 13.11. Схема двухфазного ШД с реактивным ротором

ротором изображена на рис. 13.11, а. Фазные обмотки управления поочередно подключают к источнику напряжения постоянного тока с помощью схемы, на вход которой поступают управляющие импульсы. Как и в двигателе рис. 13.9, каждому включению обмоток соответствует поворот ротора на один шаг, равный согласно (13.2) 90° , в сторону клювообразных выступов ротора ($p = 1, m = 2$).

Важной характеристикой ШД является зависимость статического синхронизирующего момента от электрического угла рассогласования $\gamma_{эл}$, т. е. зависимость вращающего момента при установившемся токе в обмотке от угла между осью полюса ротора и осью возбужденного полюса статора. Для двигателя с клювообразными полюсами эта зависимость имеет вид несимметричной кривой (сплошная линия на рис. 13.11, б). При отклонении ротора от согласованного ($\gamma_{эл} = 0$) положения до точки А или В вращающий момент стремится вернуть ротор в положение 0.

При подаче тока в обмотку управления другой фазы ось возбужденного полюса смещается на один шаг, который в эл. град (радианах) для реактивного ротора

$$\alpha_{эл} = 2p\alpha. \quad (13.4)$$

Вместе с осью полюса смещается и кривая синхронизирующего момента (пунктирная кривая на рис. 13.11, б).

Точка пересечения исходной и сдвинутой характеристик определяет наибольший допустимый момент сопротивления $M_{сдоп}$, при котором возможны пуск и дальнейшая работа двигателя. Действительно, при моменте сопротивления $M_c = 0$ ротор в момент переключения находится в точке 0 и под действием пускового момента M_n придет в движение, перемещаясь к точке 0' нового устойчивого положения. Если $M_{сдоп} > M_c > 0$, то ротор во время предыдущего шага остановится в точке, лежащей правее точки $\gamma_{доп}$, в которой синхронизирующий момент равен моменту сопротивления. При подаче следующего импульса ротор тоже

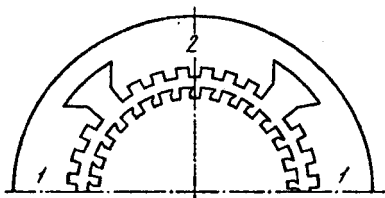


Рис. 13.12. Схема нереверсивного редукторного ШД

переместится к точке O' . Если же $M_c > M_{сдоп}$, то ротор остановится в точке левее $\gamma_{доп}$, а следовательно, как видно из расположения кривых, синхронизирующий момент при подаче следующего импульса не в состоянии будет преодолеть момент сопротивления.

Под *устойчивостью* работы ШД понимают его способность вращать ротор без потери импульсов. Различают статическую и динамическую устойчивость.

Статическая устойчивость характеризуется зоной устойчивого равновесия AB , в которой ротор, будучи выведен из точки устойчивого равновесия O (при $M_c = 0$), возвращается в нее после снятия воздействия.

Динамическая устойчивость определяется зоной устойчивого равновесия, в которой ротор, будучи выведен из точки O , перейдет в точку нового устойчивого равновесия. Если при движении, качнувшись, ротор окажется левее точки A' , то при подаче следующего импульса он не придет в точку O' , а повернется в сторону, противоположную желаемому направлению вращения.

Ввиду большого шага, а следовательно, неравномерного вращения, двигатель, изображенный на рис. 13.11, не нашел применения.

Равномернее вращение у *редукторных* ШД, шаг которых значительно меньше 90° , хотя полюсы статора имеют также двухфазную обмотку. Полюсы статора и ротор имеют зубцы с одинаковым зубцовым делением (рис. 13.12). «Клювы» зубцов ротора обеспечивают пусковой момент и однонаправленность вращения.

При подаче, например, импульса в обмотки пары полюсов статора $1-1$ оси зубцов ротора становятся соосными с осями зубцов этой пары (рис. 13.12), а при подаче следующего импульса в обмотки пары полюсов статора $2-2$ ротор повернется на половину зубцового деления ротора так, что оси зубцов ротора станут соосными с зубцами полюсов статора $2-2$. Таким образом, шаг редукторного двигателя с реактивным ротором можно вычислить по формуле

$$\alpha = 360^\circ / (z_p m), \quad (13.5)$$

где z_p — число зубцов ротора. Например, при $z_p = 30$ $\alpha = 6^\circ$.

§ 13.7. Реверсивные шаговые двигатели

Для осуществления реверса зубцы ротора и статора должны быть симметричными (без клювообразных выступов), т. е. обеспечивать симметричность характеристики синхронизирующего момента.

Рассмотрим процессы в двухфазном двигателе с симметричным реактивным ротором (рис. 13.13, а) при поступлении импульса в обмотки пары полюсов $2-2$ его статора (рис. 13.13, б). Сплошной кривой на рис. 13.13, в изображена зависимость статического синхронизирующего момента вертикальной пары полюсов (фаза $1-1$), вдоль оси которых

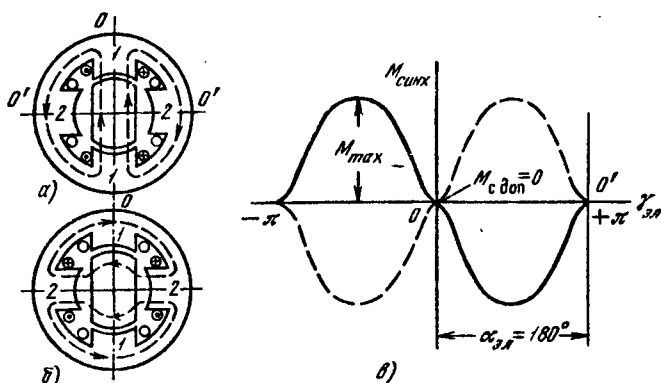


Рис. 13.13. Схема двухфазного ШД с симметричным реактивным ротором

в исходном положении расположен ротор, от угла $\gamma_{эл}$. При подаче тока в обмотку фазы 2 — 2 магнитные силовые линии этой пары полюсов замыкаются, как показано на рис. 13.13, б. Нетрудно убедиться, что ротор окажется при этом в состоянии неустойчивого равновесия и может вращаться в ту или иную сторону.

На рис. 13.13, в пунктирной кривой изображена зависимость синхронизирующего момента фазы 2 — 2, сдвинутая в соответствии с (13.4) на угол $\alpha_{эл} = 2p\alpha = 2 \cdot 1 \cdot 90 = 180^\circ$. Сравнивая рис. 13.13, в с рис. 13.11, б, видим, что $M_{п} = M_{с доп} = 0$, т. е. при двухфазном питании ШД с симметричным реактивным ротором не работоспособен.

Рассмотрим работу трехфазного ШД с реактивным ротором. На рис. 13.14, а — в показана последовательность расположения ротора, когда в обмотки 1 — 3 подают последовательно импульсы тока $I_{y1} - I_{y3}$, изображенные на рис. 13.14, г. В соответствии с (13.2) шаг такого двигателя $\alpha = 360/(2pm) = 360/(2 \cdot 1 \cdot 3) = 60^\circ$.

В момент подачи тока в очередную фазную обмотку кривая синхронизирующего момента в соответствии с (13.4) сдвигается на угол $\alpha_{эл} = 2p\alpha = 2 \cdot 1 \cdot 60 = 120^\circ$. При изменении последовательности подачи импульсов в обмотки (рис. 13.14, д) ротор начинает вращаться в противоположную сторону.

Хотя такой двигатель и осуществляет реверс, из характеристик синхронизирующего момента (рис. 13.14, е) виден его недостаток: допустимый момент сопротивления $M_{с доп}$, который может преодолевать двигатель при вращении, значительно ниже его возможного пускового момента $M_{п}$.

Лучшими характеристиками синхронизирующего момента обладает четырехфазный двигатель, выполненный подобно трехфазному с реактивным ротором, имеющим одну пару полюсов, для которого $\alpha = 360/(2 \cdot 1 \cdot 4) = 45^\circ$, $\alpha_{эл} = 2p\alpha = 2 \cdot 1 \cdot 45^\circ = 90^\circ$. Зависимости синхронизирующего момента от угла $\gamma_{эл}$ между осями ротора и возбужденной пары полюсов для такого двигателя показаны на рис. 13.14, е сплошной и штрихпунктирной линиями. Сравнивая шаги и кривые синхронизи-

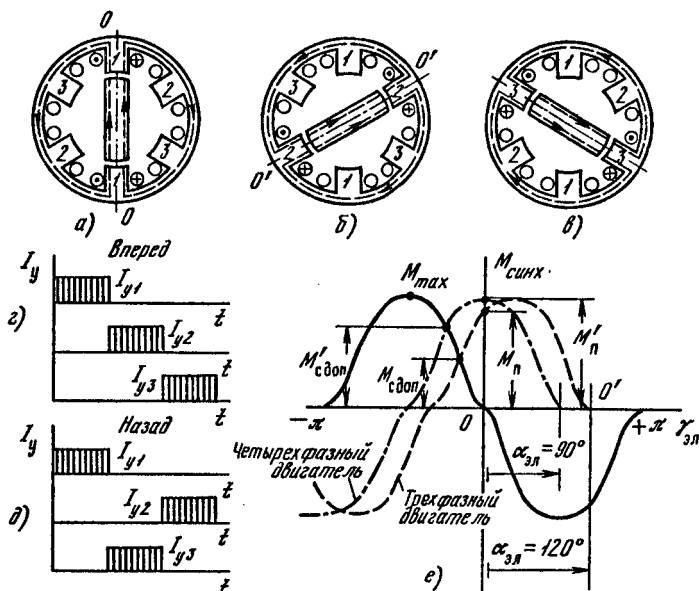


Рис. 13.14. К пояснению работы трехфазного реверсивного ШД с реактивным ротором и его сравнению с четырехфазным

рующих моментов для трех- и четырехфазного двигателей, видно, что в последнем случае вращение ротора происходит равномернее, а допустимый момент сопротивления нагрузки $M'_{сдоп}$ и пусковой момент $M'_п$ больше.

Реверсивные двигатели делают не только с реактивным, но и с активным ротором. В них используют свойство постоянного магнита (ротора) притягиваться к полюсу статора, имеющему противоположную полярность.

Если в обмотки управления подавать, чередуя, токи положительной и отрицательной полярности, можно создать работоспособный двухфазный реверсивный ШД с активным ротором. Однако такая схема питания обмоток усложняет схему управления, поэтому в большинстве случаев обмотки двухфазных двигателей выполняют с выводами от средних точек (рис. 13.15, а). Таким образом, каждая фаза оказывается расщепленной на две полуфазы, и обмотка двигателя, по существу, становится четырехфазной. Посылая в такую обмотку однополярные импульсы, сдвинутые во времени, заставляют ротор «следить» за полюсом статора, перемещающимся согласно (13.3) с шагом $\alpha = 360^\circ/(pm) = 360^\circ/(1.4) = 90^\circ$. На рис. 13.15, б — г показаны три последовательных момента протекания тока управления в фазах 1 — 3, перемещения МДС полюсов и положения ротора, соответствующие импульсам тока, показанным на рис. 13.15, д. Шаг в электрических градусах для активного ротора $\alpha_{3л} = r\alpha$. Поэтому каждому переключению этих импульсов соответствует сдвиг на $\alpha_{3л} = 1 \cdot 90^\circ = 90^\circ$ кривой синхронизирующего момента, в результате чего для такого двигателя сохраняются характеристики $M_{п}$,

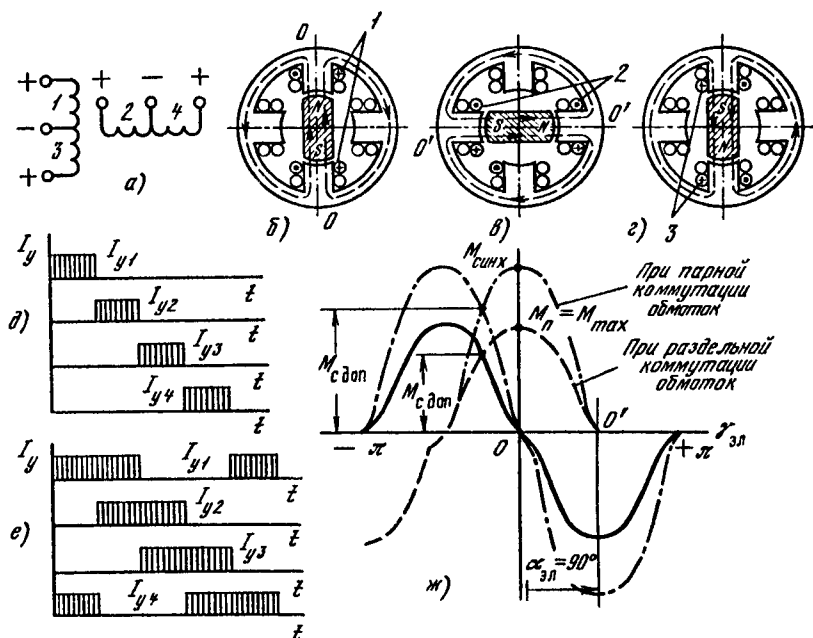


Рис. 13.15. К пояснению работы четырехфазного реверсивного ШД с активным ротором

$M_{сдоп}$ (рис. 13.15, ж), приведенные на рис. 13.14, е для четырехфазного двигателя с реактивным ротором.

Реверс четырехфазного ШД осуществляют подачей токов в фазы в обратной последовательности, т. е. 4 – 3 – 2 – 1.

Для лучшего использования обмоток при четырехтактной коммутации применяют попарное включение обмоток (рис. 13.15, е). Импульсы перекрывают друг друга на полтакта, поэтому в каждый момент времени ток течет в паре обмоток и возбужденными оказываются пары соседних полюсов (1 и 2 или 2 и 3, 3 и 4 или 4 и 1).

Такая парная коммутация позволяет увеличить МДС полюсов статора, вследствие чего примерно в полтора раза возрастает вращающий момент на валу двигателя (рис. 13.15, ж).

С активным ротором выполняют и трехфазные реверсивные ШД. Если трехфазную обмотку (рис. 13.16, а) питать токами положительной и отрицательной полярности (рис. 13.16, б, в), то можно осуществить шеститактную коммутацию. В этом случае допустимый момент сопротивления оказывается равным пусковому, как это очевидно из рис. 13.16, г, где штрихпунктирной линией нанесена кривая синхронизирующего момента для шеститактной коммутации.

Трехфазные ШД с активным ротором при шеститактной коммутации имеют более широкую зону устойчивости и лучшее использование материала постоянного магнита, чем двухфазные ШД с четырехтактной коммутацией. Они обладают высокими динамическими характеристиками, устойчивостью, равномерностью движения и экономичностью.

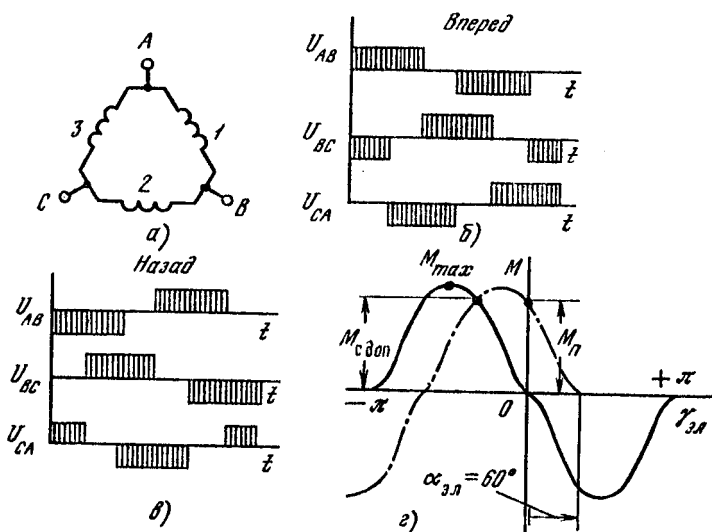


Рис. 13.16. Шеститактная коммутация трехфазного реверсивного ШД с активным ротором

Трех- и четырехфазные двигатели с активным ротором за счет потока постоянного магнита в обесточенном состоянии развивают статический синхронизирующий момент в пределах 5 – 10 % от его максимального значения, который фиксирует ротор в положении последнего отработанного им импульса.

Магнитоэлектрические ШД удастся выполнить с шагом до 15° . Дальнейшее уменьшение шага ограничено технологическими трудностями создания ротора в виде постоянного магнита с числом пар полюсов, большим шести. Поэтому двигатели с шагом от единиц до долей градуса выполняются как редукторные, т. е. с зубчатыми полюсами и ротором из магнитомягкого ферромагнетика. Такие двигатели называют также *параметрическими*.

На рис. 13.17, а показана магнитная система четырехфазного параметрического ШД. Обмотку располагают на восьми зубчатых полюсах статора и соединяют ее в звезду. Так как реактивный ротор стремится занять положение, соответствующее максимальной магнитной проводимости с возбужденным полюсом независимо от полярности тока в обмотке, питание двигателя производят однополярными импульсами. Число зубцов на роторе $z_p = 30$, и шаг двигателя по (13.5) $\alpha = 360^\circ / (z_p m) = 360^\circ / (30 \cdot 4) = 3^\circ$.

Ротор на рисунке изображен в положении, когда возбужден полюс 1. При подаче импульсов, возбуждающих полюсы в последовательности 1 – 2 – 3 – 4, ротор из-за сдвига зубцов смежных полюсов относительно зубцов ротора на $1/4$ зубцового деления ротора перемещается против часовой стрелки с шагом 3° , равным $1/4$ зубцового деления ротора. Для реверсирования ротора импульсы должны возбуждать полюсы в обратной последовательности, т. е. 4 – 3 – 2 – 1.

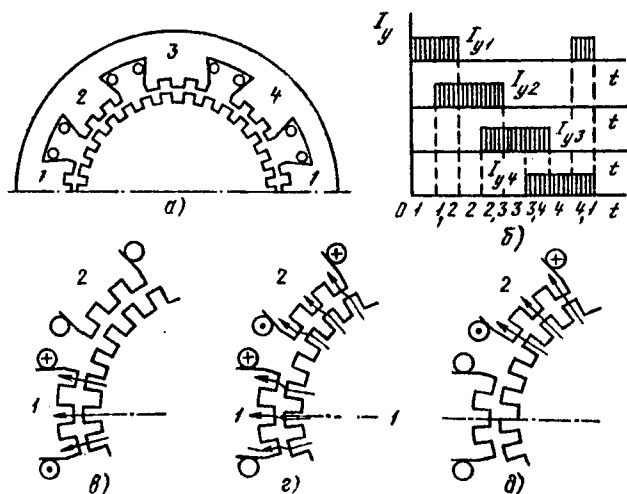


Рис. 13.17. Четырехфазный параметрический редукторный ШД с реактивным ротором

Шаг двигателя с реактивным ротором может быть уменьшен вдвое, если применить подачу импульсов с перекрытием (рис. 13.17, б). Такая коммутация, обозначаемая как 1; 1 и 2; 2 и 3; 3; 3 и 4; 4; 4 и 1, является восьмитактной и ей соответствует шаг $\alpha = 1,5^\circ$. На рис. 13.17, в — д показаны положения ротора для первых трех тактов.

Если магнитная система параметрического ШД с зубчатым ротором из магнитомягкого материала возбуждается постоянным магнитом или обмоткой возбуждения, то двигатель относится к классу индукторных. Такими можно считать параметрические двигатели, если к обмоткам управления подводить напряжение с постоянной составляющей, например однополярные импульсы постоянного тока. При этом за счет постоянной составляющей тока в обмотках возникает неподвижное в пространстве поле, намагничивающее ротор, т. е. действующее подобно полю возбуждения. Такие двигатели имеют лучшие характеристики, чем реактивные: больший вращающий момент, лучшую устойчивость и фиксацию ротора. Однако постоянная составляющая тока в обмотках увеличивает потери в меди статора и загружает выходные каскады схемы управления двигателем.

§ 13.8. Режимы работы и характеристики шаговых двигателей

В зависимости от частоты подачи импульсов управления различают следующие режимы работы ШД: статический, квазистатический, установившийся и переходные [6].

Статический режим соответствует протеканию по одной из фазных обмоток постоянного тока, создающего неподвижное магнитное поле. Этот режим характеризуется статическим синхронизирующим моментом. В первом приближении при ненасыщенной магнитной системе

и симметричном роторе характеристику статического синхронизирующего момента можно считать синусоидальной.

Квазистатический режим работы ШД (режим отработки единичных шагов) характеризуется тем, что переходный процесс (обычно колебательный), сопровождающий отработку углового шага, к началу следующего шага заканчивается, т. е. угловая скорость ротора в начале каждого шага равна нулю. Он используется в различных стартстопных, лентопротяжных и других механизмах, в которых требуется фиксация положения ротора после каждого шага.

Установившийся режим работы ШД соответствует постоянной частоте управляющих импульсов.

Переходные режимы работы ШД имеют место при пуске, торможении, реверсе и переходе с одной частоты на другую (например, при частотном разгоне). Они являются основными эксплуатационными режимами ШД и сопровождаются переходными процессами, обусловленными изменением частоты вращения. Переходные процессы в указанных режимах определяются как параметрами двигателя и нагрузки, так и начальными условиями, при которых начинается соответствующий процесс.

Пуск шагового двигателя проводят из неподвижного положения ротора, которое он занимает при установившихся значениях тока в рабочих обмотках. Скачкообразное увеличение частоты от нуля до рабочей приводит к тому, что сначала ротор отстает от поля, затем, ускоряясь, достигает частоты вращения поля, опережает его и вследствие отрицательного синхронизирующего момента снова замедляет свое движение. Вследствие демпфирования колебания частоты вращения быстро затухают, наступает установившийся режим. В процессе пуска ротор должен оставаться в зоне динамической устойчивости.

Максимальную частоту управляющих импульсов, при которой возможен пуск ротора без выпадения из синхронизма (потери шагов), называют *частотой приемистости* $f_{пр}$. Частота $f_{пр}$ растет с увеличением синхронизирующего момента, уменьшением углового шага, снижением постоянной времени обмоток, нагрузки и момента инерции нагрузки.

Торможение ротора осуществляют скачкообразным снижением частоты управляющих импульсов до нуля. Предельная частота управляющих импульсов, при которой торможение ротора происходит без выбега (с сохранением синхронизма), как правило, выше частоты приемистости. При торможении без выбега в неустановившемся режиме после пуска или реверса, когда мгновенная частота вращения ротора в 1,5–2 раза превышает среднюю частоту вращения, предельная частота управляющих импульсов ниже частоты приемистости.

Реверс ШД производят путем изменения последовательности коммутации токов в обмотках, т. е. изменением направления перемещения поля статора. Предельная частота управляющих импульсов, при которой реализуется реверс без выхода из синхронизма, всегда меньше частоты приемистости. Как и при торможении, реверс без потери шагов в переходном режиме осуществляют при более низких частотах управляющих импульсов.

Работа ШД с короткими сериями импульсов и произвольной паузой

между ними также может быть приравнена к реверсу, так как начальная частота вращения при отработке очередной серии импульсов, возникающая в процессе колебаний ротора после отработки предыдущей серии, может быть отрицательной. Устойчивая работа ШД в этом случае достигается за счет увеличения нагрузки для ускорения затухания переходного процесса.

Специфика конструкции ШД и многообразие режимов их работы вызывают необходимость оценивать эти двигатели по следующим характеристикам: статическим, предельным динамическим, предельным механическим.

Статические характеристики двигателя (рассмотренные в предыдущих параграфах) позволяют определить угловую погрешность при работе в квазистатическом режиме на холостом ходу или под нагрузкой.

Предельные динамические характеристики двигателя представляют собой зависимости частоты приемистости от момента сопротивления и момента инерции нагрузки. Такие характеристики называют предельными динамическими характеристиками пуска. Существуют также предельные динамические характеристики торможения или реверса, под которыми понимают аналогичные зависимости предельной частоты управляющих импульсов в соответствующем режиме от момента сопротивления и момента инерции нагрузки.

Предельные механические характеристики двигателя представляют собой зависимость допустимого момента сопротивления от частоты управляющих импульсов в установившемся режиме работы (рис. 13.18). Снижение $M_{с доп}$ при увеличении f объясняется в основном наличием электромагнитной постоянной времени T_y обмоток управления:

$$T_y = L_y / (R_y + R_d),$$

где R_y , L_y — активное сопротивление и индуктивность обмотки управления; R_d — добавочное сопротивление реостата, включаемого последовательно с обмоткой управления для уменьшения T_y . Последнее объясняется тем, что чем больше T_y , тем меньше за время импульса напряжения, поступающего со схемы управления двигателем, нарастает ток. Это снижает синхронизирующий момент, а следовательно, и допустимый момент сопротивления. Снижение напряжения, питающего обмотки управления, также уменьшает $M_{с доп}$.

Устойчивость работы двигателя зависит также от соотношения между частотой управляющих импульсов f и частотой свободных колебаний ротора

$$f_0 \approx 0,135 \sqrt{M_{\max} p / (J_{\text{дв}} + J_c')},$$

где $M_{\max}$ — максимальный статический синхронизирующий момент; $J_{\text{дв}}$, J_c' — моменты инерции соответственно ротора двигателя и нагрузки, приведенной к валу двигателя. При $f < f_0$ каждый шаг ротора сопровождается свободными колебаниями.

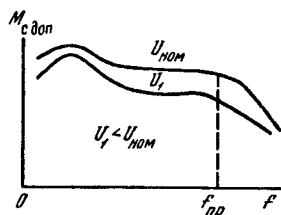


Рис. 13.18. Предельные механические характеристики ШД

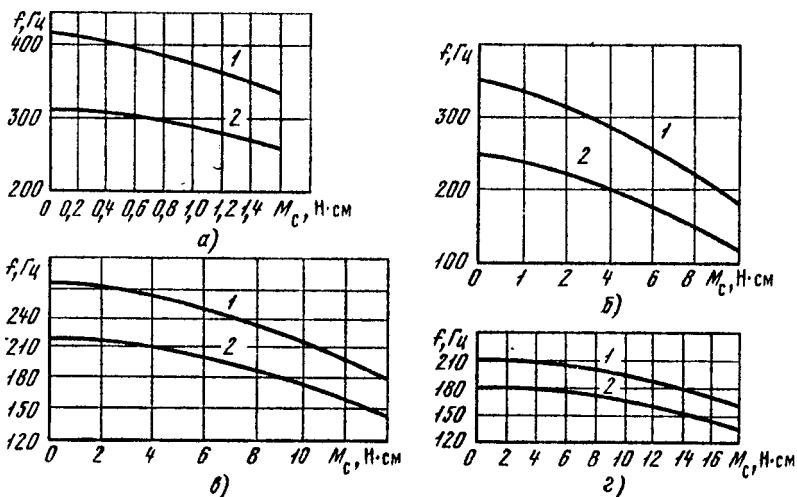


Рис. 13.19. Предельные динамические характеристики пуска четырех-
фазных ШД при различных моментах инерции нагрузки J_n (кг·см²):
а – ШД-2-3 (1 – $J_n = 0,0035$; 2 – $J_n = 0,028$); б – ШД-2-4 (1 – $J_n = 0,012$; 2 –
 $J_n = 0,1$); в – ШД-2-5 (1 – $J_n = 0,03$; 2 – $J_n = 0,24$); г – ШД-2-6 (1 – $J_n = 0,062$;
2 – $J_n = 0,5$)

При частоте f , равной или в целое число раз меньшей частоты f_0 , возникает электромеханический резонанс, который при слабом демпфировании колебаний может привести к нарушению периодичности движения ротора и выпадению его из синхронизма.

При $f > f_0$ вращение ротора сопровождается вынужденными колебаниями с частотой f , амплитуда которых монотонно уменьшается с увеличением f . Для устойчивой работы ШД необходимо, чтобы $(M_c/M_{\max}) \leq 0,3 \div 0,5$; $(J_c/J_{\text{дв}}) \leq 1 \div 2$.

В табл. П.27 приведены основные технические данные реверсивных магнитоэлектрических ШД. Двигатели серии ШД-2-1 – ШД-2-6 являются четырехфазными с обмотками, выполненными по схеме рис. 13.15, а. Параметры, приведенные в таблице, соответствуют четырехтактной коммутации с однополярными импульсами токов управления при парной коммутации, как показано на рис. 13.15, е. На рис. 13.19 приведены предельные динамические характеристики пуска таких двигателей.

Двигатели ШДА-3-1 – ШДА-3-6 являются трехфазными с обмотками, выполненными по схеме рис. 13.16, а. Параметры в таблице соответствуют шеститактной коммутации с разнополярными импульсами линейных напряжений управления при парной коммутации, показанной на рис. 13.16, б, в. На рис. 13.20 приведены предельные динамические характеристики пуска этих двигателей.

В табл. П.28 приведены технические данные двух параметрических реверсивных ШД. Двигатель ШДР-50/1800 является реактивным; двигатель ШДИ-1 является индукторным, имеющим электромагнитное возбуждение. В таблице приведены данные для четырехтактной коммутации, выполняемой, как показано на рис. 13.15, д.

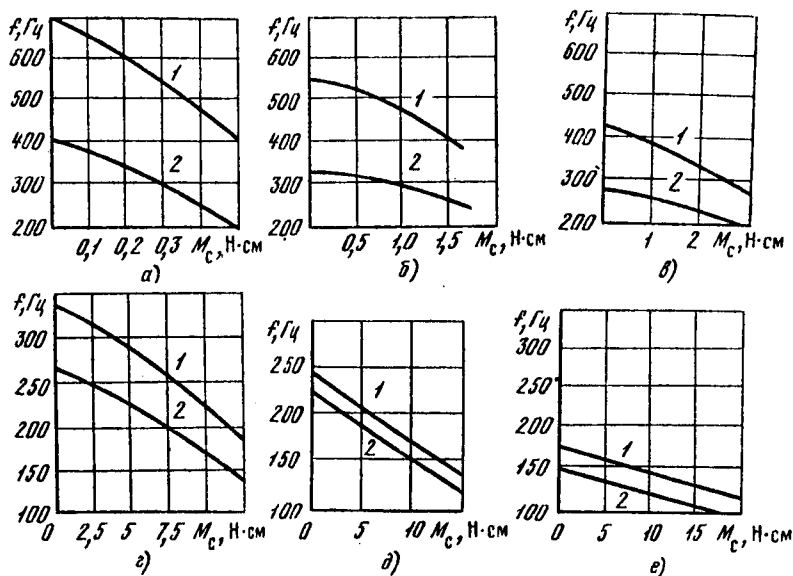


Рис. 13.20. Предельные динамические характеристики пуска трехфазных двигателей при различных моментах инерции нагрузки J_H (кг·см²):

а — ШДА-3-1 (1 — $J_H = 0,001$; 2 — $J_H = 0,01$); б — ШДА-3-2 (1 — $J_H = 0,003$; 2 — $J_H = 0,03$); в — ШДА-3-3 (1 — $J_H = 0,007$; 2 — $J_H = 0,07$); г — ШДА-3-4 (1 — $J_H = 0,012$; 2 — $J_H = 0,1$); д — ШДА-3-5 (1 — $J_H = 0,03$; 2 — $J_H = 0,24$); е — ШДА-3-6 (1 — $J_H = 0,125$; 2 — $J_H = 1,27$)

§ 13.9. Принцип действия и особенности вентильных двигателей

Отмеченные в первых главах преимущества двигателей постоянного тока (хорошие регулировочные свойства, большой пусковой момент и др.) сопровождаются, к сожалению, такими недостатками, как малый срок службы, повышенная чувствительность к воздействиям окружающей среды, образование щеточной пыли и т. п. Эти недостатки связаны с наличием контакта в щеточно-коллекторном узле. Достижения полупроводниковой техники позволили создать двигатель, в котором щеточно-коллекторный узел заменен бесконтактным переключателем (коммутатором) на транзисторах или других полупроводниковых приборах, работающих в так называемом ключевом режиме. Такие двигатели получили название *вентильных* или *бесконтактных двигателей постоянного тока*.

Как правило, бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ) имеет инверсное исполнение, т. е. обмотку якоря располагают в пазах статора, а ротор представляет собой постоянный магнит с одной или двумя парами полюсов. Принцип действия такого двигателя удобно пояснить на схеме рис. 13.21, а, аналогичной схеме рис. 1.1, в которой два полукольца коллектора заменены транзисторными ключами $T_1 - T_4$, управляемыми датчиком положения ротора (ДПР).

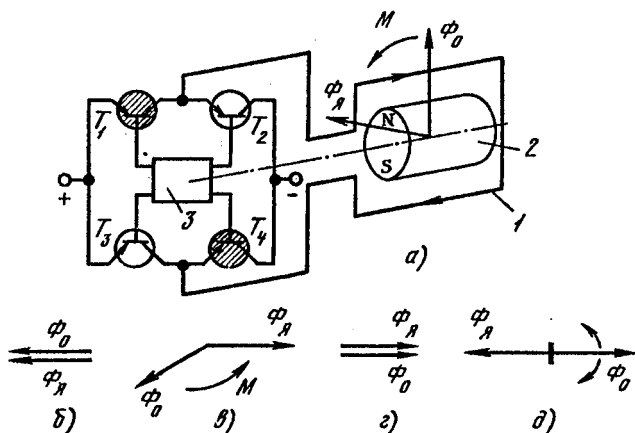


Рис. 13.21. К пояснению принципа работы вентильного двигателя:

1 — обмотка якоря; 2 — ротор; 3 — датчик положения ротора

Пусть T_1 и T_4 открыты, а T_2 и T_3 закрыты и от источника постоянного тока по витку (обмотке) течет ток, создающий (по правилу буравчика) магнитный поток якоря $\Phi_{\text{Я}}$. Предположим, что ротор находится в положении, когда вектор его основного потока Φ_0 , являющегося потоком возбуждения, направлен вверх (ср. § 12.2). При таком расположении векторов магнитных потоков на ротор действует вращающий момент M и ротор стремится повернуться так, чтобы потоки Φ_0 и $\Phi_{\text{Я}}$ были направлены в одну сторону (рис. 13.21, б). Если в этот момент времени ДПР переключит транзисторы, открыв T_2 и T_3 и закрыв T_1 и T_4 , то ток в витке изменится на противоположный, изменив направление вектора потока $\Phi_{\text{Я}}$ на 180° . При этом ротор, повернувшись по инерции против часовой стрелки (рис. 13.21, в), продолжает вращаться за счет вращающего момента M , образованного потоками $\Phi_{\text{Я}}$ и Φ_0 , имеющими новое направление. Когда ротор достигнет положения, при котором потоки направлены, как показано на рис. 13.21, г, ДПР (подобно полукольцам коллектора) переключит ток в обмотке на прежнее направление (рис. 13.21, а) и ротор будет продолжать вращаться.

Очевидны серьезные недостатки такого устройства: неравномерность вращающего момента из-за скачкообразного изменения потока $\Phi_{\text{Я}}$ на 180° , возможность остановки ротора или отсутствие пускового момента (рис. 13.21, б, г), а также неопределенность направления вращения ротора, если в момент пуска его поток Φ_0 был направлен, как показано на рис. 13.21, д. Радикальным способом устранения этих недостатков является переход на многосекционную обмотку. Однако это связано с увеличением числа транзисторов и усложнением схемы. Компромиссным решением является введение трехсекционной обмотки с коммутатором из шести транзисторов (рис. 13.22).

Обмотка статора 1 представляет собой трехфазную обмотку, соединенную звездой (треугольником), подобно обмоткам асинхронных или синхронных машин. Ротор 2 выполнен из постоянного магнита (в об-

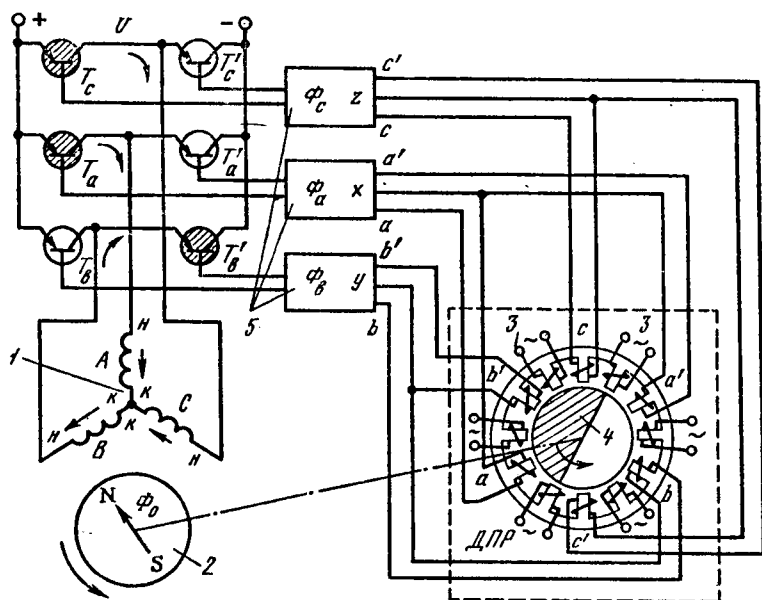


Рис. 13.22. Схема расположения обмоток якоря, датчика положения ротора и силовых транзисторов вентильного двигателя серии МБ

шем случае ротор может быть возбужден электромагнитом). Изображенный двигатель имеет одну пару полюсов (имеются двигатели с двумя и тремя парами полюсов).

Полупроводниковый коммутатор представляет собой управляемый инвертор, подающий напряжение к фазным обмоткам A , B и C статора в зависимости от сигналов, поступающих с датчика ДПР, который в общем случае может быть трансформаторным, емкостным, оптическим и т. п. позиционным датчиком. На рис. 13.22 изображен трансформаторный ДПР.

Первичные обмотки 3 ДПР соединены последовательно (на рис. 13.22 эти соединения не показаны) и к ним подведено переменное напряжение частотой 5–30 кГц от вспомогательного маломощного генератора, выполненного в одном блоке с коммутатором. Это напряжение трансформируется во вторичные обмотки ДПР, однако ЭДС в них изменяется в зависимости от угла поворота сердечника 4, жестко скрепленного с ротором 2. Сердечник представляет собой сектор из магнитомягкого материала. Во вторичных обмотках, магнитные цепи которых в данный момент замкнуты через магнитный сектор, наводится значительная ЭДС. В положении, изображенном на рисунке, такая ЭДС наводится в обмотках a , b' и c ДПР. В других вторичных обмотках (a' , b и c') наводится лишь небольшая ЭДС помехи.

Транзисторы коммутатора работают в ключевом режиме. ЭДС с обмоток a , b и c датчика поступают на одноименные входы формирователей 5, в которых высокочастотный сигнал преобразуется в импульсы,

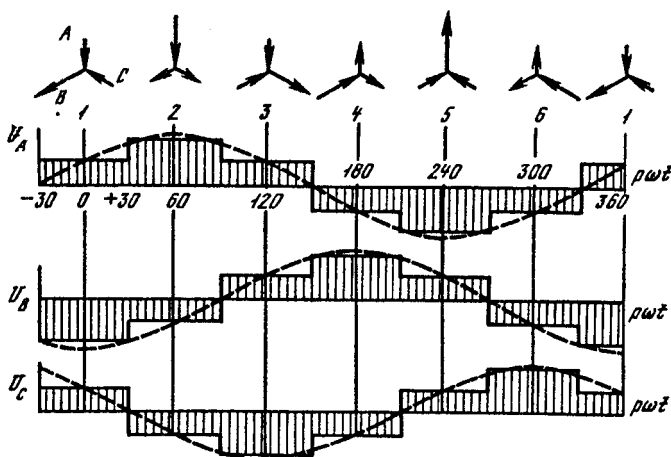


Рис. 13.23. Зависимости напряжений на фазных обмотках от времени

отпирающие соответствующие транзисторы коммутатора. На рис. 13.22 открытые транзисторы T_a , T'_b и T_c заштрихованы и через них к обмоткам статора подведено напряжение сети питания постоянного тока. При этом на обмотках A и C выделяется одна треть напряжения U (ввиду их параллельного соединения между собой и последовательного соединения с обмоткой B), а на обмотке B — две трети подводимого напряжения U . Стрелки у обмоток обозначают направление приложенных к обмоткам напряжений, а их длина — относительное значение этих напряжений. Если принять за положительное напряжение, приложенное плюсом к началу n обмотки, то положению ротора на рис. 13.22 соответствует положение 1 на рис. 13.23.

При повороте ротора 2 (см. рис. 13.22) и сектора 4 ДПР в направлении стрелки на 30 эл. град транзистор T_c закроется сигналом, поступающим с ДПР, а транзистор T'_c откроется. Напряжение U перераспределится между обмотками так, как показано на рис. 13.23 (положение 2). Такое перераспределение происходит при повороте сектора 4 на каждые 60°, которым соответствуют положения 1 — 2 — 3 — 4 — 5 — 6 — 1 (рис. 13.23). Нетрудно видеть, что первые гармоники напряжений на обмотках статора, показанные штриховыми линиями на этом рисунке, образуют трехфазную систему, а следовательно, обмотка статора создает вращающееся магнитное поле, в котором с синхронной частотой вращается ротор.

Таким образом, рассматриваемый вентильный двигатель по принципу действия близок к синхронному двигателю, но обладает рядом особенностей.

Первая особенность вентильного двигателя заключается в том, что он обладает пусковым моментом в любом положении ротора. На рис. 13.24 изображены векторы магнитных потоков, создаваемые обмотками A , B и C для положения ротора, показанного на рис. 13.22. Для наглядности направления этих потоков приняты совпадающими

с осями обмоток, а их значения — пропорциональными напряжениями, приложенным к обмоткам. Вектор $\Phi_{\Sigma\lambda}$ представляет собой результирующий вектор магнитного поля якоря. Такое расположение поля якоря сохраняется и при любом другом положении ротора в зоне, соответствующей $\pm 30^\circ$ от изображенного на рис. 13.22. Из векторной диаграммы рис. 13.24 очевидно, что при любом из положений ротора, соответствующих указанной зоне с направлениями его потока Φ_0 , Φ'_0 или Φ''_0 , на ротор действует пусковой момент, направленный против часовой стрелки и приводящий его во вращение.

Пройдя положение Φ'_0 , ДПР переключит обмотки статора так, что напряжения на них будут соответствовать положению 2 рис. 13.23. При этом векторы магнитных потоков статора и ротора окажутся расположенными подобно векторам $\Phi_{\Sigma\lambda}$ и Φ'_0 (рис. 13.24), сохраняя прежнее направление вращающего момента.

По мере разгона ротора появляется и возрастает ЭДС, наводимая в обмотках статора. Эта ЭДС, противодействуя напряжению, приложенному к обмоткам, уменьшает ток в обмотках, что приводит к снижению вращающего момента. Когда вращающий момент двигателя уравнивается моментом сопротивления, частота вращения ротора достигнет установившегося значения. Изменения момента сопротивления вызывают соответствующие изменения частоты вращения, так же как это происходит в обычных двигателях постоянного тока. При этом ЭДС и ток в обмотках изменяются соответственно новому значению установившейся частоты вращения ротора.

Изменение частоты вращения ротора приводит к соответствующим изменениям частоты переключения транзисторов коммутатора и, следовательно, к таким изменениям частоты вращения поля статора, при которых ротор и поле статора имеют одинаковую, синхронную, частоту вращения. Эта частота вращения зависит также от напряжения сети: с увеличением U она растет, наводя в обмотках большую ЭДС. Таким образом, частота вращения ротора n и частота тока f в рассматриваемом двигателе являются функциями напряжения сети и нагрузки на валу, оставаясь связанными между собой соотношением, типичным для синхронной машины:

$$n(U, M_c) = 60f/p. \quad (13.6)$$

Зависимость (13.6) является *второй особенностью* вентильных двигателей.

Третьей особенностью такого двигателя является постоянство сдвига фаз θ (см. § 12.4). В самом деле, из рассмотренного принципа действия видно, что фаза вектора Φ_0 определяется положением оси ротора, а фаза вектора основной гармоники напряжения каждой обмотки статора U_1 — положением оси сектора ДПР (см. рис. 13.22). Так как ротор и сектор ДПР жестко связаны между собой, сдвиг фаз между векторами

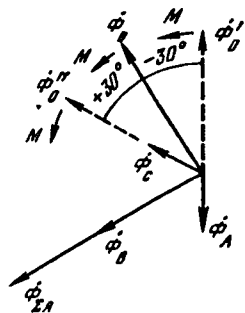


Рис. 13.24. Расположение векторов магнитных потоков в момент пуска

$\dot{\Phi}_0$ и $\dot{U}_1$ неизменен. Поскольку вектор $\dot{E}_0$ отстает от вектора $\dot{\Phi}_0$ на 90° , то сдвиг указанных осей определяет и неизменность θ .

§ 13.10. Векторная диаграмма и характеристики вентильных двигателей

Приложенное к каждой из обмоток статора напряжение имеет сложную ступенчатую форму (см. рис. 13.23). Однако, как показывает анализ, определяющую роль при такой форме играет первая гармоника напряжения, действующее значение которой составляет 0,955 от действующего значения ступенчатого напряжения. Проведем анализ для первой, основной гармоники напряжения U_1 при следующих допущениях: ЭДС обмотки — синусоидальна, магнитный поток ротора $\Phi_0 = \text{const}$, магнитная цепь двигателя не насыщена и транзисторные ключи идеальны. Напряжение U_1 уравнивается суммой противо-ЭДС и падением напряжения $I r_1$ на активном сопротивлении обмотки

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_0 - \dot{E}_{ad} - \dot{E}_{aq} - \dot{E}_{s1} + \dot{I} r_1, \quad (13.7)$$

где $\dot{E}_0$ — ЭДС вращения; $\dot{E}_{ad}, \dot{E}_{aq}$ — поперечная и продольная ЭДС реакции якоря; $\dot{E}_{s1}$ — ЭДС рассеяния.

Ток обмотки статора также можно разложить на продольную ($\dot{I}_d = \dot{I} \sin \psi$) и поперечную ($\dot{I}_q = \dot{I} \cos \psi$) составляющие (рис. 13.25). Тогда (как и в обычной синхронной машине)

$$\dot{E}_{ad} = -j \dot{I}_d x_{ad}; \quad \dot{E}_{aq} = -j \dot{I}_q x_{aq} \quad \text{и} \quad \dot{E}_{s1} = -j \dot{I} x_{s1}, \quad (13.8)$$

где x_{ad} — индуктивное сопротивление фазы, обусловленное продольным потоком $\dot{\Phi}_{ad}$; x_{aq} — индуктивное сопротивление фазы, соответствующее поперечному потоку $\dot{\Phi}_{aq}$ якоря; x_{s1} — индуктивное сопротивление фазы, определяемое потоком рассеяния $\dot{\Phi}_{s1}$.

С учетом (13.8) уравнение (13.7) принимает вид

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_0 + j \dot{I}_d x_{ad} + j \dot{I}_q x_{aq} + j \dot{I} x_{s1} + \dot{I} r_1. \quad (13.9)$$

В синхронных магнитоэлектрических машинах, особенно с четырьмя или шестью полюсами, можно с достаточной для анализа точностью пренебречь различием магнитной проводимости по продольной и поперечной осям, т. е. принять

$$x_{ad} = x_{aq} = x_a. \quad (13.10)$$

Уравнение (13.9) запишем в виде

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_0 + j \dot{I}_d x_a + j \dot{I}_q x_a + j \dot{I} x_{s1} + \dot{I} r_1. \quad (13.11)$$

Уравнению (13.11) соответствует векторная диаграмма рис. 13.25, из которой можно получить

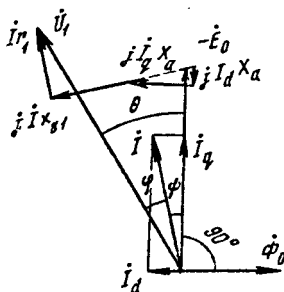


Рис. 13.25. Векторная диаграмма вентильного двигателя

$$I_q = \frac{U_1 x_1 \sin \theta + (U_1 \cos \theta - E_0) r_1}{x_1^2 + r_1^2},$$

где $x_1 = x_a + x_{s1}$ — синхронное индуктивное сопротивление фазы обмотки статора двигателя.

Электромагнитная мощность каждой фазы двигателя

$$P_{эм} = E_0 I_q = \frac{E_0}{x_1^2 + r_1^2} [U_1 (r_1 \cos \theta + x_1 \sin \theta) - E_0 r_1]. \quad (13.12)$$

Вращающий момент двигателя

$$M = m_1 P_{эм} / \omega, \quad (13.13)$$

где m_1 — число фаз статора;

$$\omega = 2\pi f / p. \quad (13.14)$$

Представим ЭДС E_0 согласно (7.7) с учетом (13.14) в виде

$$E_0 = 4,44 f k_{обм1} w \Phi_0 = 4,44 \frac{p\omega}{2\pi} k_{обм1} w \Phi_0 = k p \omega \Phi_0, \quad (13.15)$$

где $k = [4,44 / (2\pi)] k_{обм1} w$.

Подставив в (13.13) выражения (13.12) и (13.15), получим

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0}{x_1^2 + r_1^2} [U_1 (r_1 \cos \theta + x_1 \sin \theta) - k p \omega \Phi_0 r_1]. \quad (13.16)$$

Положив в (13.16) $\omega = 0$ и учтя, что при неподвижном роторе $f = 0$, а следовательно, и $x_1 = 0$, найдем выражение для пускового момента:

$$M_n = \frac{m_1 p k \Phi_0}{r_1} U_1 \cos \theta.$$

Таким образом, при прочих равных условиях для создания наибольшего пускового момента следует установить $\theta = 0$.

При $\omega \neq 0$ наибольшее значение электромагнитной мощности, а следовательно, вращающего момента, как это видно из векторной диаграммы рис. 13.25, имеет место при $\theta = \varphi$, т. е. ток I находится в фазе с ЭДС E_0 . Так как $\varphi = \text{arctg}(x_1 / r_1) = \text{arctg}(2\pi f L_1 / r_1)$ зависит от частоты f , т. е. от угловой скорости ротора, некоторое значение угла θ окажется оптимальным лишь для одной угловой скорости. В реверсивных двигателях и двигателях с частым пуском устанавливают $\theta = 0$, что равносильно установке щеток в двигателе постоянного тока на геометрической нейтрали.

Считая в (13.16) $\theta = 0$, для малых угловых скоростей при $x_1 \ll r_1$ найдем

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0}{r_1} (U_1 - k p \omega \Phi_0).$$

При $p k \Phi_0 = k_{эм}$ получим выражение для механической характеристики

$$\omega = \frac{U_1}{k_{эм}} - \frac{r_1}{m_1 k_{эм}} M, \quad (13.17)$$

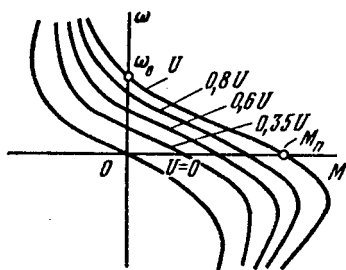


Рис. 13.26. Механические характеристики вентильного двигателя

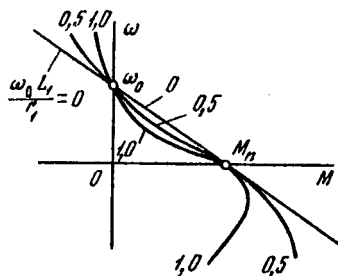


Рис. 13.27. Механические характеристики вентильного двигателя при различной относительной индуктивности обмоток

идентичное выражению (3.9) для двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Казалось бы, и характеристики вентильного двигателя должны совпадать с характеристиками обычного двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Однако они совпадают лишь при относительно небольших угловых скоростях ротора в двигательном режиме, как это видно из рис. 13.26, на котором построено семейство механических характеристик, соответствующих уравнению

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0 r_1}{x_1^2 + r_1^2} (U_1 - k p \omega \Phi_0), \quad (13.18)$$

полученному из (13.16) при $\theta = 0$.

На рис. 13.27 показано влияние на вид механической характеристики индуктивного сопротивления обмоток $\omega_0 L_1 / r_1$, где $\omega_0 = U_1 / (k p \Phi_0)$ — угловая скорость ротора при идеальном холостом ходе, полученная из (13.18) при $M = 0$.

Таким образом, механические характеристики вентильного двигателя совпадают с механическими характеристиками обычного двигателя постоянного тока лишь при $L_1 \rightarrow 0$.

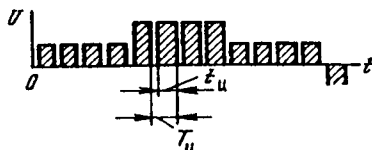
Важным свойством вентильного двигателя является возможность управления угловой скоростью с помощью транзисторного коммутатора импульсным методом при неизменном напряжении сети без применения дополнительных машин или усилителей. Управление двигателем производят путем изменения среднего значения напряжения, прикладываемаемого к обмоткам статора, методом широтно-импульсной модуляции. На рис. 13.28 показана форма напряжения, поступающего к обмотке фазы, среднее значение которого

$$U_{cp} = U \gamma, \quad (13.19)$$

где $\gamma = t_n / T_n$ — относительная длительность (скважность) импульсов подводимого к двигателю промодулированного напряжения.

Частоту модуляции выбирают достаточно высокой, с тем чтобы уменьшить амплитуду пульсаций тока, так как тепловые потери в обмотках возрастают с увеличением этой амплитуды. Однако с ростом

Рис. 13.28. Форма напряжения, подводимого к фазной обмотке при импульсном управлении двигателем



частоты увеличиваются потери в транзисторах на переключение. Обычно частоту выбирают в диапазоне 400–2500 Гц. В этом случае импульсное регулирование напряжения эквивалентно изменению его среднего значения. С учетом (13.19) выражение (13.18) примет вид

$$M = \frac{m_1 p k \Phi_0 r_1}{x_1^2 + r_1^2} (U \gamma - k p \omega \Phi_0). \quad (13.20)$$

Характеристики на рис. 13.26 при различных γ построены по (13.20) для $\omega_0 L_1 / r_1 = 0,8$.

Для реверсивного вентильного двигателя дифференциальное уравнение движения вала двигателя с достаточной точностью записывают в виде

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c.$$

Подставив в него $M = \frac{m_1 k}{r_1} (U_1 - k\omega)$, полученное из (13.17), представим это выражение в изображениях:

$$\left(\frac{J r_1}{m_1 k^2} p + 1 \right) \omega(p) = \frac{1}{k} U_1(p). \quad (13.21)$$

Из (13.21) передаточная функция реверсивного двигателя

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{U_1(p)} = \frac{k_{дв}}{T p + 1}, \quad (13.22)$$

где $k_{дв} = 1/k$; $T = J r_1 / (m_1 k^2)$.

Для неререверсивного двигателя выражение (13.22) не изменится, только коэффициент передачи $k_{дв} = (\cos \theta) / k$.

В табл. П.29 приведены основные параметры вентильных двигателей серии МБ. Двигатели рассчитаны на мощность 0,8–50 Вт и имеют частоты вращения 2000–12 500 об/мин. Двигатели имеют стабилизированную частоту вращения, что достигается импульсным регулированием напряжения. Сигнал для регулирования получают от тахогенератора, встроенного в двигатель.

Наличие транзисторного коммутатора, конструктивно отделенного от двигателя и соединяемого с ним гибким кабелем с многоштырьковым разъемом, увеличивает стоимость вентильных двигателей по сравнению с обычными коллекторными двигателями постоянного тока. Поэтому их применяют лишь для длительной и надежной работы в различных неблагоприятных условиях (вакуум, значительные колебания температуры, жидкие среды и т. п.).

§ 13.11. Моментные вентильные двигатели

В § 9.10 были рассмотрены моментные асинхронные двигатели. В качестве моментных двигателей гироскопических систем используют как коллекторные, так и вентильные двигатели постоянного тока. Сравнительная оценка моментных двигателей постоянного и переменного тока показала, что при одинаковых габаритах двигатели постоянного тока развивают момент на валу, более чем на порядок превышающий момент асинхронных двигателей. Вентильные двигатели благодаря своим высоким эксплуатационным показателям находят все большее применение в гироскопических системах.

В середине 60-х годов были разработаны постоянные магниты на основе редкоземельных элементов (РЗМ), имеющие недостижимые ранее коэрцитивные силы $H_c = 6 \cdot 10^2$ кА/м и магнитные энергии $(BH)_{\max} = 16 \div 20$ Дж/м³. Применение их для изготовления роторов позволило существенно увеличить вращающий момент без увеличения габаритов и улучшить электрохимические характеристики вентильных двигателей. Это при использовании таких двигателей в качестве исполнительных устройств систем автоматики во многих случаях позволило отказаться от редуктора. Для удобства сочленения с нагрузкой статор и ротор электрической машины изготавливают плоской формы и как отдельные конструктивные элементы, не имеющие общего корпуса и подшипников.

Нечувствительность редкоземельных магнитов, из которых выполняют роторы вентильных двигателей, к размагничивающему действию токов якоря позволило обеспечить долговременную работу двигателя в режиме пусковых токов, значения которых зависят лишь от температурной стойкости постоянных магнитов и изоляции обмоточного провода якоря.

Отсутствие редуктора, позволяющее увеличить момент, общность характера рабочих режимов и конструктивные особенности позволили

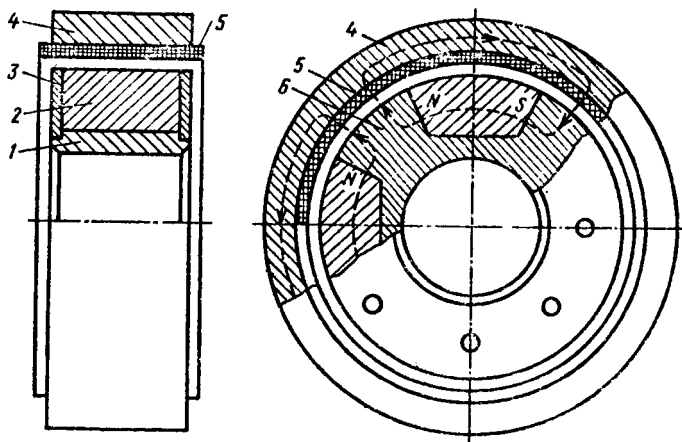


Рис. 13.29. Схема конструкции электрической машины моментного вентильного двигателя

распространить понятие «моментный» на вентильный двигатель, работающий в качестве исполнительного устройства безредукторных силовых систем автоматики.

На рис. 13.29 приведена схема конструкции моментного вентильного двигателя. Постоянный магнит 2 укрепляют на роторе 1 с помощью немагнитных щечек 3. Магнитный поток замыкается через полюсные наконечники 6, воздушный зазор и статор 4. На статоре уложена обмотка электрической машины 5.

Использование моментного вентильного двигателя в качестве исполнительного элемента систем автоматики дает целый ряд преимуществ по сравнению с традиционными решениями:

- 1) повышенный ресурс работы за счет отказа от редуктора и применения высоконадежного вентильного двигателя;
- 2) улучшенные массогабаритные показатели;
- 3) большое отношение вращающего момента к моменту инерции ротора, что обеспечивает высокое быстродействие;
- 4) большая механическая жесткость за счет непосредственного соединения ротора с нагрузкой и отсутствия люфтов, присущих редуктору;
- 5) высокая разрешающая способность системы в целом из-за отсутствия упругих связей и люфтов;
- 6) гибкость структуры электроприводов на основе вентильного двигателя;
- 7) стабильность характеристик при изменении условий окружающей среды.

Основные технические данные моментных вентильных двигателей приведены в табл. П.41.

К моментным вентильным двигателям, применяемым в моментно-разгрузочных приводах систем гироскопической стабилизации, системах точного позиционирования и стабилизации частоты вращения на низких и сверхнизких частотах вращения, предъявляют жесткие требования к пульсациям вращающего момента.

Пульсации вращающего момента в вентильных двигателях с позиционной коммутацией питания фазных обмоток (ВД ПК) обусловлены скачкообразным характером перемещения МДС якоря (см. рис. 13.24) и коммутационными процессами в полупроводниковом коммутаторе.

Обеспечить плавное вращение МДС якоря можно путем формирования синусоидального напряжения питания фазных обмоток электрической машины, формируемого по сигналам ДПР. Фазные напряжения или токи должны быть сдвинуты по фазе в соответствии с числом фаз электрической машины, а ДПР должен быть установлен так, чтобы обеспечивался пространственный сдвиг между магнитным потоком якоря и магнитным потоком ротора, равный $\pi/2$ эл.

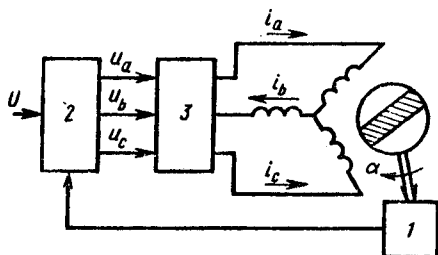


Рис. 13.30. Структурная схема ВДПМ

град (см. рис. 13.21). При этом двигатель развивает максимальный момент. Такие двигатели получили название вентильных двигателей с позиционной модуляцией питания фаз (ВДПМ). На рис. 13.30 изображена структурная схема ВДПМ. На валу электрической машины установлен ДПР 1, выходные сигналы которого поступают на схему управления 2, осуществляющую формирование трехфазной системы синусоидальных сигналов и умножение их на входной управляющий сигнал U . Со схемы управления синусоидальные сигналы поступают на усилитель мощности 3 и далее на фазные обмотки электрической машины.

В качестве ДПР ВДПМ применяют сельсины, синусно-косинусные ВТ. За рубежом широкое распространение получили датчики Холла, перспективно использование преобразователей угол — код. Информация с преобразователя угол — код позволяет обеспечить как работу самого двигателя, так и работу всей системы, в которую он входит.

Глава 14

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ

§ 14.1. Общие сведения

В различных отраслях промышленности и схемах автоматического управления и регулирования, а также в следящих системах широкое применение получили индукционные системы синхронной связи, под которыми понимают совокупность устройств, служащих для измерения или передачи на расстояние угловых перемещений двух или нескольких валов, механически не связанных между собой.

Основными показателями, характеризующими свойства индукционных систем синхронной связи, являются: питание от сети переменного тока постоянной частоты и самосинхронизация в пределах одного оборота вала. К достоинствам таких систем можно отнести: 1) отсутствие искровой коммутации при работе системы; 2) высокую точность (ошибка не более $2,5^\circ$ для машин низшего класса); 3) плавность отработки приемником поворота датчика; 4) использование датчиков и приемников бесконтактного типа; 5) однотипность датчиков и приемников.

Применяемые в индукционных системах в качестве датчиков и приемников микромашины получили название *сельсинов*.

Обмотки датчика и приемника, соединенные между собой линией связи, называют *обмотками синхронизации*, а обмотки, присоединяемые к питающей сети и предназначенные для создания магнитного потока машины, — *обмотками возбуждения*.

Сельсины подразделяют на трех- и однофазные. Трехфазные сельсины применяют при относительно больших мощностях. Конструктивно их выполняют как обычные трехфазные асинхронные двигатели с фазным ротором.

У однофазных сельсинов обмотки возбуждения, как правило, однофазные, а обмотки синхронизации выполнены по типу трехфазных обмоток, фазы которых сдвинуты пространственно на 120° и соединены

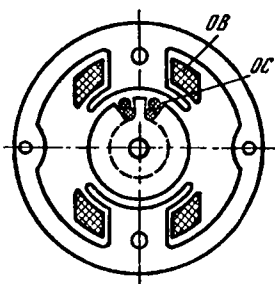


Рис. 14.1. Схема конструкции сельсина с обмоткой возбуждения на явнополюсном статоре

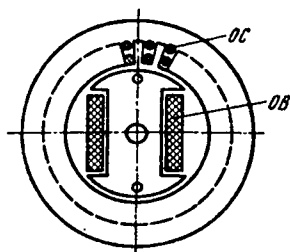


Рис. 14.2. Схема конструкции сельсина с обмоткой возбуждения на явнополюсном роторе

в звезду. Следует иметь в виду, что токи, протекающие по фазовым обмоткам, имеют одну и ту же временную фазу. Ток по обмоткам ротора протекает только в момент отработки. Основным видом однофазного сельсина следует считать машину, имеющую сосредоточенную обмотку возбуждения на статоре и распределенную обмотку синхронизации на роторе. Однофазные сельсины делятся на контактные и бесконтактные.

Из контактных сельсинов наибольшее распространение получили сельсины с явнополюсной магнитной системой. Обмотку возбуждения *ОВ* выполняют сосредоточенной; ее располагают как на полюсах статора (рис. 14.1), так и на полюсах ротора (рис. 14.2). В соответствии с этим различное расположение имеет и распределенная обмотка синхронизации *ОС*.

Для самосинхронизации в пределах одного оборота сельсины проектируют двухполюсными. Полюсы имеют полюсные наконечники с углом охвата ротора около 120° . Чтобы приблизить форму кривой распределения поля к синусоидальной, воздушный зазор делают неравномерным, увеличивая к краям полюсного наконечника.

С точки зрения характеристик системы безразлично, где расположена обмотка возбуждения: на статоре или на роторе. Однако в сельсинах с обмоткой возбуждения на статоре в цепи обмотки синхронизации находятся три скользящих контакта, снижающих точность и надежность работы системы. Достоинство такой конструкции заключается в том, что ток через скользящие контакты в индикаторном режиме работы протекает только при наличии угла рассогласования.

В сельсинах с обмоткой возбуждения на роторе число скользящих контактов уменьшается до двух. Однако при этом через щетки и кольца непрерывно проходит ток возбуждения, что при длительном нахождении системы в состоянии покоя может вызвать подгорание щеточных контактов. Но ввиду малого тока возбуждения это явление наблюдается редко.

Существенный недостаток контактных сельсинов — наличие скользящих контактов, снижающих их надежность. При слабом нажатии на щетки переходные сопротивления контактов получаются большими и неодинаковыми, контакт не надежен, что приводит к увеличению по-

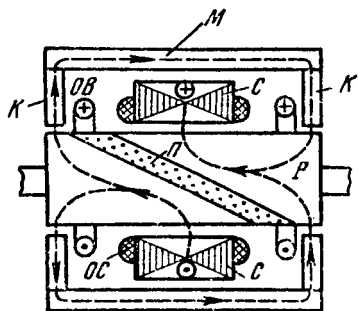


Рис. 14.3. Схема устройства бесконтактного сельсина

у них скользящих контактов позволяет получить лучшую устойчивость характеристик и длительно сохранить высокую точность.

Схема устройства бесконтактного сельсина приведена на рис. 14.3. Ротор P представляет собой два пакета, набранные из листовой стали, разделенные кривой прокладкой $Л$ из немагнитного материала. Обмотки на роторе нет. Статор состоит из основного пакета $С$ и двух боковых колец $К$. В пазах основного пакета уложена распределенная обмотка синхронизации $ОС$, выполненная по типу трехфазной. К кольцам $К$ примыкают пакеты внешнего магнитопровода $М$. Между кольцами и основным статорным пакетом расположены обмотки возбуждения $ОВ$ в виде кольцевых катушек, охватывающих ротор. Как и в случае контактных сельсинов, $ОВ$ (соединенные последовательно) присоединяют к однофазной сети, а $ОС$ — к линии связи. Теоретический анализ работы бесконтактного сельсина в системе синхронной связи ничем не отличается от анализа работы контактного сельсина.

§ 14.2. Работа сельсинов в индикаторном режиме

Целью индикаторной связи является передача угла на расстояние при незначительном моменте сопротивления приемника. В этом случае сельсин-приемник (СП) самостоятельно обрабатывает угол, задаваемый сельсином-датчиком (СД), не требуя дополнительных усилительных и исполнительных устройств. Схема индикаторной связи однофазных сельсинов приведена на рис. 14.4.

Сельсины, применяемые в индикаторных передачах, имеют явно выраженные полюсы с обмотками возбуждения на статоре и трехфазными обмотками синхронизации на роторе. Если повернуть ротор $СД$ на угол α , то ротор $СП$ сам повернется примерно на тот же угол α' в ту же сторону. Разность $\alpha - \alpha' = \theta$ называют *углом рассогласования* или *ошибкой в повороте*. Системы с индикаторными передачами называют *дистанционными*.

При анализе считают, что распределение индукции вдоль воздушного зазора синусоидальное, машина не насыщена и магнитный поток имеет постоянное значение. При этом можно считать, что действующие значения ЭДС, наводимых потоком возбуждения в обмотках ротора,

грешности передачи. Если повышать нажатие на щетки, контакт улучшается, но растет момент трения, что увеличивает погрешность передачи угла, приводит к быстрому износу контактов. Чтобы уменьшить переходное сопротивление и увеличить надежность работы сельсинов, кольца и щетки выполняют из сплавов серебра.

Однако и это не может полностью избавить контактный сельсин от присущих ему недостатков. Поэтому в настоящее время широко распространены бесконтактные сельсины [9]. Отсутствие

являются синусоидальными функциями угла поворота ротора и для датчика имеют вид

$$\begin{aligned} E_1 &= E_m \cos \alpha; \\ E_2 &= E_m \cos (\alpha - 120^\circ); \\ E_3 &= E_m \cos (\alpha - 240^\circ), \end{aligned} \quad (14.1)$$

а для приемника определяются как

$$\begin{aligned} E'_1 &= E_m \cos \alpha'; \\ E'_2 &= E_m \cos (\alpha' - 120^\circ); \\ E'_3 &= E_m \cos (\alpha' - 240^\circ). \end{aligned} \quad (14.2)$$

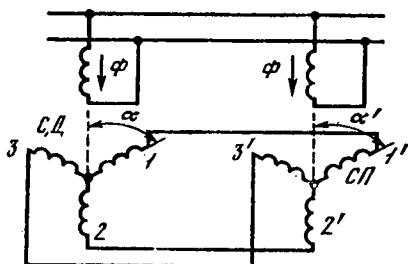


Рис. 14.4. Схема индикаторной связи однофазных сельсинов

Так как одинаковые обмотки *СД* и *СП* включены встречно (рис. 14.4), то между одноименными концами обмоток действуют разностные ЭДС

$$\begin{aligned} \Delta E_1 &= E_1 - E'_1 = E_m (\cos \alpha - \cos \alpha') = \\ &= 2E_m \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin \frac{\alpha - \alpha'}{2} = 2E_m \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin \frac{\theta}{2}; \\ \Delta E_2 &= E_m [\cos (\alpha - 120^\circ) - \cos (\alpha' - 120^\circ)] = \\ &= 2E_m \sin \left(\frac{\alpha + \alpha'}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}; \\ \Delta E_3 &= E_m [\cos (\alpha - 240^\circ) - \cos (\alpha' - 240^\circ)] = \\ &= 2E_m \sin \left(\frac{\alpha + \alpha'}{2} - 240^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}. \end{aligned}$$

Обозначив через *Z* сопротивление каждой фазной обмотки сельсина и пренебрегая сопротивлением проводов связи, найдем токи в проводах линии связи и роторах датчика и приемника, учтя, что $\alpha' = \alpha - \theta$, $I_m = E_m/Z$:

$$I_1 = \frac{\Delta E_1}{2Z} = \frac{E_m}{Z} \sin \frac{\alpha + \alpha'}{2} \sin (\theta/2) = I_m \sin (\alpha - \theta/2) \sin (\theta/2); \quad (14.3)$$

$$I_2 = I_m \sin (\alpha - 120^\circ - \theta/2) \sin (\theta/2); \quad (14.4)$$

$$I_3 = I_m \sin (\alpha - 240^\circ - \theta/2) \sin (\theta/2). \quad (14.5)$$

Алгебраическая сумма токов

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 + I_3 &= I_m [\sin (\alpha - \theta/2) + \\ &+ \sin (\alpha - 120^\circ - \theta/2) + \sin (\alpha - 240^\circ - \theta/2)] \sin (\theta/2) = 0, \end{aligned}$$

так как

$$\sin (\alpha - \theta/2) + \sin (\alpha - 120^\circ - \theta/2) + \sin (\alpha - 240^\circ - \theta/2) = 0$$

при любом угле рассогласования.

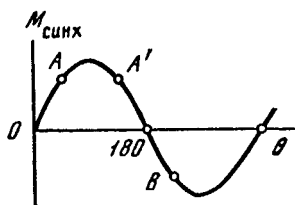


Рис. 14.5. Зависимость статического синхронизирующего момента от угла рассогласования

на две пространственные составляющие: продольную F_d , направленную по оси обмотки возбуждения, и поперечную F_q , направленную перпендикулярно ей.

Синхронизирующий момент сельсина создается только в результате взаимодействия поперечной составляющей МДС F_q с потоком обмотки возбуждения; продольная составляющая МДС F_d в создании этого момента не участвует.

Для сельсина-приемника $F_q = F_1 \sin \alpha' + F_2 \sin(\alpha' - 120^\circ) + F_3 \sin(\alpha' - 240^\circ)$. После несложных преобразований, подставляя вместо F_1 , F_2 и F_3 их значения из (14.6), выраженные через токи (14.3), (14.4), (14.5), получим

$$F_q = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_m w k_{\text{обм}} \sin \theta = k \sin \theta.$$

Статическим синхронизирующим моментом сельсина $M_{\text{синх}}$ называют вращающий момент, действующий на валу неподвижного ротора при угле рассогласования θ .

Статический синхронизирующий момент СП

$$M_{\text{синх}} = k' F_q \Phi \cos \varphi = k' k \Phi \cos \varphi \sin \theta;$$

$$M_{\text{синх}} = M_m \sin \theta, \quad (14.7)$$

где $M_m = k' k \Phi \cos \varphi$; φ — угол между токами и ЭДС в обмотках.

Зависимость момента $M_{\text{синх}}$ от угла рассогласования θ носит синусоидальный характер (рис. 14.5). Причем при повороте ротора до 180° (точки A и A') сельсин находится в устойчивом равновесии, так как $M_{\text{синх}}$ стремится вернуть ротор в начальное положение 0. При отклонении ротора на угол больше 180° (например, точка B) сельсин находится в неустойчивом равновесии, так как $M_{\text{синх}}$ стремится увеличить угол рассогласования, пока ротор не придет в новое положение равновесия, отличающееся от начального на 360° .

Помимо статического ($\omega = 0$) сельсины также могут работать в динамическом режиме как при равномерном ($\omega = \text{const}$), так и неравномерном ($\omega = \text{var}$) вращении. Поэтому представляет интерес динамический момент

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{синх}} \cos \frac{\pi p n}{120 f};$$

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{синх}} \cos \frac{\omega}{4 f}. \quad (14.8)$$

С увеличением частоты f питающей сети $M_{\text{дин}}$ возрастает. Как правило, сельсины питаются от сети частотой 50, 400 или 500 Гц.

Точность работы сельсинов в индикаторных передачах зависит от технологических причин (одинаковая проводимость роторов по любой оси, отсутствие эксцентриситетов, симметрия обмотки и др.) и режима работы сельсинов.

По точности работы сельсины делят на три класса:

Класс точности . . .	1	2	3
Погрешность изготовления, град:			
СД	$0 \div \pm 0,25$	$\pm 0,25 \div \pm 0,5$	$\pm 0,5 \div \pm 1,0$
СП	$0 \div \pm 0,75$	$\pm 0,75 \div \pm 1,5$	$\pm 1,5 \div \pm 2,5$

Дифференциальное уравнение движения вала сельсина имеет вид

$$M_{\text{дин}} = M_n + J \frac{d\omega}{dt};$$

$$M_{\text{синх}} \cos \frac{\omega}{2f} = M_n + J \frac{d\omega}{dt},$$

но $M_{\text{синх}} = M_m \sin \theta$, $\theta \leq 10^\circ$. Поэтому $M_{\text{синх}} \approx M_m \theta$. Тогда

$$M_m \theta \cos \frac{\omega}{4f} \approx M_n + J \frac{d\omega}{dt},$$

откуда угол рассогласования

$$\theta = \frac{M_n}{M_m \cos [\omega/(4f)]} + \frac{J}{M_m \cos [\omega/(4f)]} \frac{d\omega}{dt}. \quad (14.9)$$

Установившееся значение угла рассогласования θ определяет ошибку, которая зависит от режима работы.

Статический режим ($\omega = 0$). Ротор датчика повернули на некоторый угол и остановили. Ротор приемника должен отработать тот же угол

$$\theta_{\text{ст}} = M_n / M_m. \quad (14.10)$$

Режим равномерного вращения ($\omega = \text{const}$). Оба ротора вращаются равномерно и угол рассогласования

$$\theta_{\text{р.в}} = \frac{M_n}{M_m \cos [\omega/(4f)]} = \frac{\theta_{\text{ст}}}{\cos [\omega/(4f)]}. \quad (14.11)$$

Режим неравномерного вращения ($\omega = \text{var}$). Угол рассогласования в этом режиме на основании (14.9) складывается из двух составляющих и является наибольшим:

$$\theta_{\text{н.в}} = \frac{\theta_{\text{ст}}}{\cos [\omega/(4f)]} + \frac{J}{M_m \cos [\omega/(4f)]} \frac{d\omega}{dt}. \quad (14.12)$$

Дистанционное управление сравнительно мощными механизмами без дополнительных усилителей можно осуществить по индикаторной схеме (рис. 14.6), если использовать *сельсин-двигатель*. Последний содержит в себе функции сельсина-приемника и исполнительного двигателя.

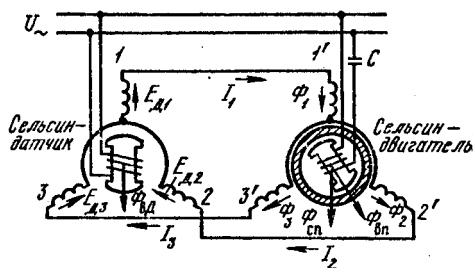


Рис. 14.6. Схема включения сельсина-двигателя

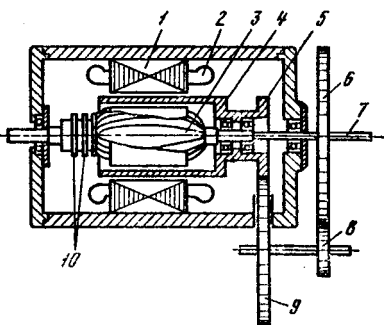


Рис. 14.7. Схема конструкции сельсина-двигателя

Конструктивно сельсин-двигатель представляет собой контактный или бесконтактный сельсин. В его увеличенном воздушном зазоре между статором 1 и ротором 3 помещен полый немагнитный стакан 4 (рис. 14.7), являющийся ротором двигателя. Последний соединен с выходным валом 7 сельсина-приемника через понижающий редуктор 5 — 9 — 8 — 6.

Обмотка возбуждения сельсина-двигателя подключена через конденсатор С (см. рис. 14.6), щетки и контактные кольца 10 к той же сети, что и обмотка возбуждения датчика. Токи I_1 , I_2 и I_3 , протекающие по обмоткам синхронизации 2, расположенным на статоре, создают пульсирующий магнитный поток $\Phi_{сп}$, ось которого совпадает по направлению с осью потока $\Phi_{вд}$ ротора сельсина-датчика и в состоянии рассогласования системы не совпадает с осью потока $\Phi_{вп}$ ротора сельсина-приемника. При этом МДС и магнитные потоки $\Phi_{сп}$ и $\Phi_{вп}$ обмоток синхронизации и возбуждения оказываются смещенными в пространстве и во времени (с помощью конденсатора), вследствие чего в сельсине-двигателе возникает вращающееся поле. Это поле наводит вихревые токи в полном роторе и, взаимодействуя с ними, образует вращающий момент исполнительного двигателя $M_{вд}$. Под его действием полый ротор вращается со скольжением по направлению поля, поворачивая через понижающий редуктор выходной вал и вместе с ним ротор 3 сельсина-приемника до наступления согласованного состояния системы.

Таким образом, вращающий момент, действующий на выходном валу сельсина-двигателя,

$$M = (M_{\text{синх}} + i\eta M_{\text{вд}}) \sin \theta,$$

где $M_{\text{синх}}$ — синхронизирующий момент сельсина-приемника; i — передаточное число; η — КПД редуктора.

Обычно $i\eta M_{\text{вд}} \gg M_{\text{синх}}$, так как передаточное число составляет несколько сотен. С помощью сельсина-двигателя, следовательно, происходит усиление синхронизирующего момента (в сотни раз и более в зависимости от i редуктора). Сельсин-двигатель заменяет, таким образом, исполнительный двигатель и сельсин без промежуточного усиления в цепи управления.

§ 14.3. Работа сельсинов в трансформаторном режиме

При трансформаторном режиме от *СД* к *СП* передается незначительный по мощности сигнал, который затем усиливается и воздействует на исполнительный двигатель *ИД* (рис. 14.8). В исходном положении ротора *СД* ось обмотки 1 совпадает с осью обмотки *ОВ*, в которой наводится максимальная ЭДС. При повороте ротора *СД* на угол θ обмотки 1–3 смещаются. Тогда ЭДС в обмотках *СП*

$$\begin{aligned} E_1 &= E_m \cos \theta; \\ E_2 &= E_m \cos (\theta - 120^\circ); \\ E_3 &= E_m \cos (\theta - 240^\circ). \end{aligned} \quad (14.13)$$

Эти ЭДС вызовут соответствующие токи

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{E_1}{2Z} = \frac{E_m}{2Z} \cos \theta; \\ I_2 &= \frac{E_m}{2Z} \cos (\theta - 120^\circ); \\ I_3 &= \frac{E_m}{2Z} \cos (\theta - 240^\circ). \end{aligned} \quad (14.14)$$

Каждый из этих токов в *СП* создает МДС:

$$\dot{F}_1 = k \dot{I}_1; \quad \dot{F}_2 = k \dot{I}_2; \quad \dot{F}_3 = k \dot{I}_3. \quad (14.15)$$

Продольная составляющая результирующей МДС в *СП* $\dot{F}_{рез}$ равна сумме проекций МДС отдельных фаз (F_1, F_2, F_3) на ось *ОВ* (рис. 14.9). Эта МДС создает магнитный поток, пронизывающий выходную обмотку *СП* и наводит в ней ЭДС. Тогда выходное напряжение

$$\begin{aligned} U_{вых} &= k' (k I_1 \cos 0^\circ + k I_2 \cos 120^\circ + k I_3 \cos 240^\circ) = \\ &= k' \left[k \frac{E_m}{2Z} \cos \theta \cos 0^\circ + k \frac{E_m}{2Z} \cos (\theta - 120^\circ) \cos 120^\circ + \right. \\ &\quad \left. + k \frac{E_m}{2Z} \cos (\theta - 240^\circ) \cos 240^\circ \right] = k'' \cos \theta, \end{aligned} \quad (14.16)$$

где k' – коэффициент пропорциональности между $U_{вых}$ и $F_{рез}$.

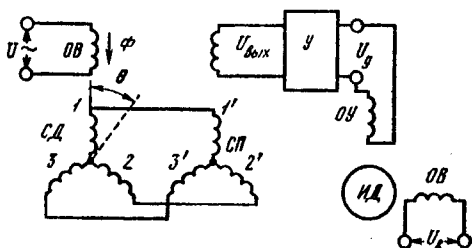


Рис. 14.8. Схема сельсина в трансформаторном режиме работы

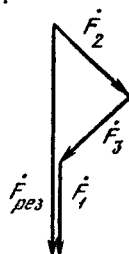
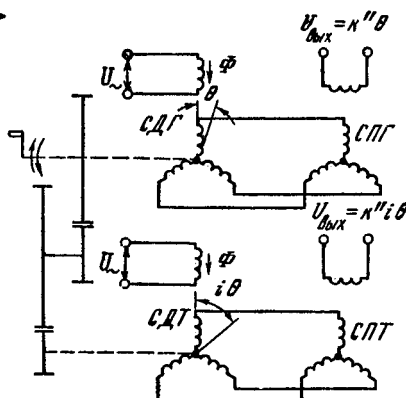
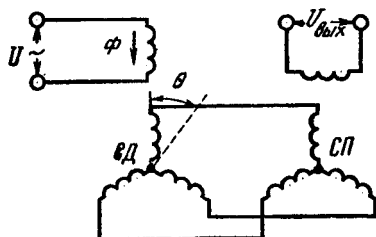


Рис. 14.9. К определению результирующей МДС сельсина-приемника

Рис. 14.11. Трансформаторная схема сельсинов с грубым и точным каналами

Рис. 14.10. Трансформаторная схема сельсинов с выходным напряжением, пропорциональным $\sin \theta$



Чтобы получить $U_{\text{вых}}$, пропорциональное $\sin \theta$ или при малых углах самому углу θ , за исходное принимают положение выходной обмотки, повернутое на 90° (рис. 14.10): $U_{\text{вых}} = k' \sin \theta$. Если $\theta \leq 10^\circ$, то $U_{\text{вых}} \approx k' \theta$.

В зависимости от точности измерения угла рассогласования θ сельсины-трансформаторы делят на три класса:

Класс точности . .	1	2	3
Погрешность измерения, град	$0 \div \pm 0,25$	$\pm 0,25 \div \pm 0,5$	$\pm 0,5 \div \pm 0,75$

Таким образом, наиболее точные сельсины 1-го класса работают с точностью до $\pm 0,25^\circ$. Для увеличения точности измерения угла применяют грубые и точные каналы (рис. 14.11). Ротаторы сельсинов-датчиков грубого (СДГ) и точного (СДТ) каналов связаны редуктором с передаточным числом $i = 15 \div 35$. Поэтому при углах $\theta \leq 1^\circ$ на выходе СДГ напряжение составляет доли вольта, а на выходе СДТ — порядка нескольких вольт.

В тех случаях, когда индикаторная схема или следящий привод должны обрабатывать угол, равный сумме или разности двух задаваемых углов, применяют систему синхронной связи, использующую в качестве одного из элементов дифференциальный сельсин.

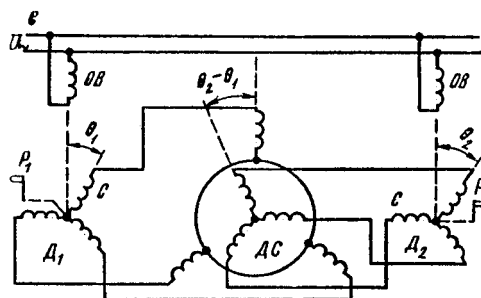


Рис. 14.12. Схема индикаторной связи с дифференциальным сельсином

Конструктивно он аналогичен трехфазному асинхронному двигателю, имеющему на статоре и роторе по три распределенные обмотки, оси которых сдвинуты относительно друг друга на 120° . В схемах синхронной связи дифференциальные сельсины используют как приемники, работающие от двух датчиков, или как вторичные датчики.

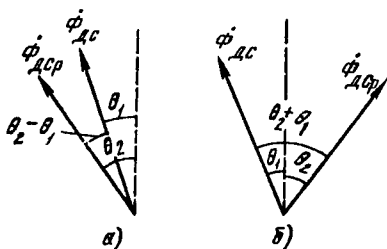
На рис. 14.12 приведена

схема индикаторной связи, в которой дифференциальный сельсин ДС работает в качестве приемника от двух датчиков D_1 и D_2 .

Предположим, что ротор ДС заторможен. Поток обмотки возбуждения датчика D_1 наводит ЭДС в фазах обмотки синхронизации. Под действием этих ЭДС по обмотке синхронизации датчика D_1 и обмотке статора ДС текут токи, создающие результирующий поток в статоре ДС $\Phi_{ДС}$, как в приемнике трансформаторной связи (см. § 14.3). При повороте ротора D_1 на угол θ_1 вектор $\Phi_{ДС}$ повернется на тот же угол θ_1 относительно статора, но в сторону, противоположную направлению, заданному D_1 . Аналогичные процессы происходят в цепи датчика D_2 и ротора ДС. Поэтому при повороте D_2 на угол θ_2 , например в ту же сторону, в которую повернут ротор датчика D_1 , вектор результирующего потока $\Phi_{ДСр}$ в роторе ДС повернется на тот же угол θ_2 относительно его ротора, но в сторону, противоположную направлению, заданному датчиком D_2 . Между осями потоков $\Phi_{ДС}$ и $\Phi_{ДСр}$ образуется угол $\theta_2 - \theta_1$ (рис. 14.13, а). Если растормозить вал ДС, то ротор его повернется на угол $\theta_2 - \theta_1$ так, чтобы потоки $\Phi_{ДС}$ и $\Phi_{ДСр}$ совпали по направлению. Если ротор датчика D_2 повернуть на угол θ_2 в сторону, противоположную направлению поворота ротора датчика D_1 , то вектор потока $\Phi_{ДСр}$ также повернется в противоположную сторону. При этом магнитные потоки $\Phi_{ДС}$ и $\Phi_{ДСр}$ окажутся сдвинутыми на угол $\theta_2 + \theta_1$ (рис. 14.13, б), в результате чего и ротор ДС также повернется на этот же угол.

Таким образом, с помощью ДС суммируются или вычитаются два угловых перемещения $\theta = \theta_2 + \theta_1$.

Основные технические данные сельсинов приведены в табл. П.30 — П.34.



§ 14.4. Магнесины

Магнесины (рис. 14.14) служат для тех же целей, что и сельсины в индикаторных передачах, когда масса и габариты установки должны быть минимальными (бортовые устройства). На кольцевой сердечник из пермаллоя, являющийся статором, равномерно намотана спиральная обмотка. В середине сердечника помещен цилиндрический постоянный магнит, намагниченный по диаметру. Статорные обмотки магнесинов, питающиеся от общей сети, имеют по два отвода 1, 2, расположенные под углом 120° друг относительно друга и относительно точки 3 присоединения сети питания.

В магнесине функции обмотки возбуждения выполняет постоянный магнит. Поток возбуждения, замыкающийся по статору,

$$\Phi_c = \Lambda F,$$

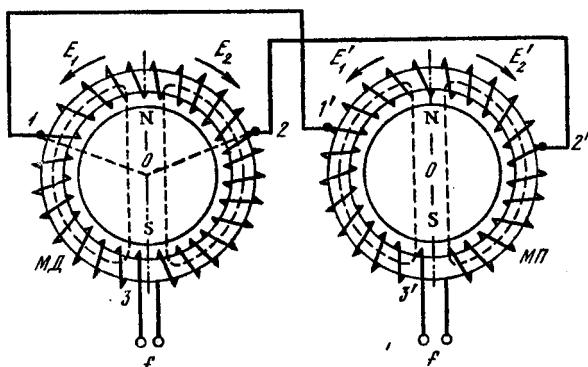


Рис. 14.14. Схема магнесинной системы синхронной связи

где F — МДС постоянного магнита; Λ — магнитная проводимость, пропорциональная магнитной проницаемости материала статора.

В магнесинах пульсация магнитного потока происходит за счет периодического изменения магнитной проводимости Λ . Изменение Λ происходит из-за следующих причин. При питании обмотки статора магнесина переменным током частоты f в замкнутом кольце статора возникает переменный магнитный поток той же частоты с индукцией B , непрерывно изменяющейся от максимального положительного до максимального отрицательного значений (рис. 14.15, а). Пермаллой обладает свойством резко изменять магнитную проницаемость при насыщении и, кроме того, имеет узкую петлю магнитного гистерезиса, т. е. обладает практически однозначной зависимостью между индукцией и напряженностью поля как при увеличении, так и при уменьшении индукции B . Поэтому магнитная проницаемость μ , а следовательно, и маг-

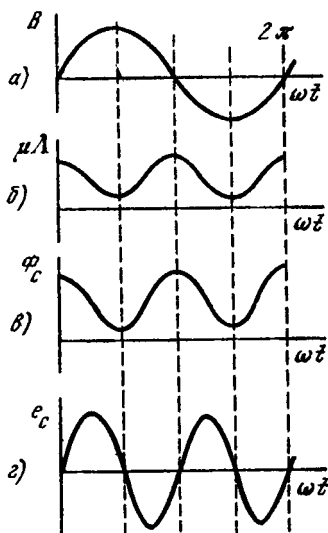
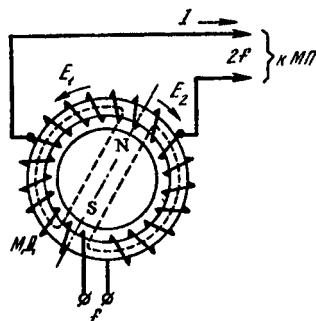


Рис. 14.15. К пояснению работы магнесина

Рис. 14.16. К пояснению работы магнесинной синхронной связи



нитная проводимость Λ статорного кольца дважды за один период изменения индукции B достигают своих наибольших и наименьших значений (рис. 14.15, б). Аналогично изменяется и магнитный поток статора Φ_c (рис. 14.15, в). Флуктуации потока Φ_c вызовут появление в статорной обмотке ЭДС e_c , имеющей двойную частоту $2f$ по сравнению с частотой сети (рис. 14.15, г).

При нейтральном положении магнесинов датчика (МД) и приемника (МП), как показано на рис. 14.14, ЭДС в эквивалентных частях обмоток МД и МП равны по значению ($E_1 = E'_1$ и $E_2 = E'_2$) и обратны по направлению и потому уравниваются; токи в линии связи отсутствуют.

Если повернуть магнит (ротор) МД на какой-то угол (рис. 14.16), то равновесие между ЭДС нарушится. По линиям связи потечет ток двойной частоты, создавая МДС и синхронизирующий момент, который обеспечит поворот ротора МП на тот же угол.

Магнесин, как и сельсин, обладает свойством самосинхронизации в пределах одного оборота, так как его ротор поляризован.

Глава 15

ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН, ВЫБОР ТИПА И МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ

§ 15.1. Нагрев и охлаждение электрических машин

При работе машина нагревается как за счет теплоты, выделяющейся в обмотках при протекании токов, так и за счет теплоты, выделяющейся в магнитопроводе от переменных магнитных потоков. В системах автоматики электрическая машина выполняет такие функции, как преодоление моментов сопротивления и обеспечение требуемых частоты вращения и ускорения — для двигателя; отдача необходимой мощности в нагрузку — для трансформатора, генератора, преобразователя и электромашинного усилителя; создание заданных ЭДС сигнала — для тахогенераторов; обеспечение необходимых токов синхронизации в системах синхронной связи — для сельсинов и т. п. Машина считается выбранной правильно, если она выполняет предназначенные ей функции и не перегревается, т. е. изоляция ее обмоток выдерживает температуру нагрева, которая не превышает допустимого предела. Если температура машины во время работы ниже допустимой, то это означает, что машина недоиспользуется и ее мощность, а следовательно, масса и габариты завышены. Такой температурный предел зависит от срока службы машины и определяется нагревостойкостью изоляционных материалов, примененных для обмоток. Чем более нагревостоек материал, тем большую мощность может развить машина при тех же габаритах и той же массе. Лучшее использование машины достигается за счет применения интенсивного охлаждения (вентиляторы в двигателях, генераторах, ЭМУ и преобразователях; теплоотводящие трубки в трансформаторах, дросселях, магнитных усилителях и т. п.).

Изолирующие материалы, применяемые в электрических машинах, делят на следующие основные классы в соответствии с их нагревостойкостью:

класс *A* – естественные волокнистые материалы из хлопка, целлюлозы и шелка, пропитанные электроизоляционными лаками (предельно допустимая температура $\tau_{\text{пред}} = 105^\circ\text{C}$);

класс *E* – синтетические органические пленки, лаки и волокнистые материалы ($\tau_{\text{пред}} = 120^\circ\text{C}$);

класс *B* – материалы из слюды, асбеста и стекловолокна, содержащие органические связующие вещества ($\tau_{\text{пред}} = 130^\circ\text{C}$);

класс *F* – те же материалы, что и для класса *B*, в сочетании с синтетическими связующими и пропитывающими составами ($\tau_{\text{пред}} = 155^\circ\text{C}$);

класс *H* – те же материалы, что и для класса *B*, в сочетании с кремнеорганическими связующими и пропитывающими составами ($\tau_{\text{пред}} = 180^\circ\text{C}$);

класс *C* – слюда, стекло, кварц, керамические материалы с неорганическими связующими составами или без них ($\tau_{\text{пред}} > 180^\circ\text{C}$, ограничивается физическими, химическими или электрическими свойствами материала).

На рис. 15.1 дана зависимость допустимой температуры нагрева изоляции от срока ее службы.

Температура нагрева зависит как от потерь (теплоты, выделяющейся в машине), так и от условий охлаждения машины, которые изменяются в широких пределах. Если температуру и плотность воздуха в производственных помещениях считают неизменной, то температура, при которой могут оказаться двигатели, работающие на открытом воздухе в различных широтах, колеблется от -60 до $+50^\circ\text{C}$. Особенно сильно изменяются условия охлаждения у авиационной и космической аппаратуры, где к резким колебаниям температуры добавляется изменение плотности воздуха. В случае работы в открытом космосе охлаждение возможно лишь за счет излучения.

Выделение теплоты в отдельных частях машины происходит неравномерно. Например, ток в обмотке возбуждения двигателя постоянного тока, работающего в следящей системе (см. рис. 2.30), неизменен, а ток в обмотке якоря зависит от напряжения, вырабатываемого электромашинным усилителем. Это напряжение необходимо для создания двигателем вращающего момента, преодолевающего нагрузочный момент. Условия охлаждения различных частей машины тоже различны. Тем не

менее при анализе процессов нагрева и охлаждения часто предполагают, что машина представляет собой однородное тело и выделение теплоты в ней происходит равномерно по всему объему.

Рассмотрим процесс нагрева двигателя при неизменной нагрузке, т. е. неизменном моменте сопротивления, а следовательно, теплоте (потерях), выделяемой двигателем в единицу времени. Приводимые выводы относятся и к другим типам электромашинных устройств.

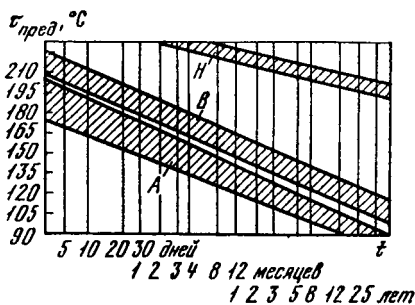


Рис. 15.1. Зависимость допустимой температуры нагрева изоляции от ее срока службы

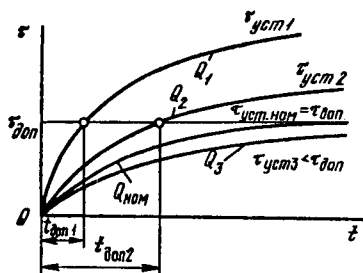


Рис. 15.2. Кривые изменения температуры при различных нагрузках двигателя

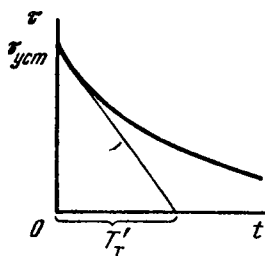


Рис. 15.3. Кривая изменения температуры при отключении двигателя

Дифференциальное уравнение нагрева имеет вид

$$A\tau dt + Cdt = Qdt, \quad (15.1)$$

где τ — температура перегрева (разность температур двигателя и окружающей среды), °C; t — время, с; Q — тепловые потери в двигателе, кал/с; A — теплопередача двигателя, кал/(°C·с); C — теплоемкость двигателя, кал/°C.

Таким образом, слагаемое $A\tau dt$ определяет количество теплоты, отдаваемое двигателем в окружающую среду за время dt , а слагаемое Cdt — количество теплоты, поглощаемое двигателем за это время.

Разделив (15.1) на $A\tau dt$, приведем уравнение к виду

$$\frac{C}{A} \frac{d\tau}{dt} + \tau = \frac{Q}{A},$$

решением которого является экспонента с тепловой постоянной времени нагрева $T_\tau = C/A$, где T_τ — в с.

Изменение температуры двигателя во времени

$$\tau = \frac{Q}{A} (1 - e^{-t/T_\tau}) = \tau_{уст} (1 - e^{-t/T_\tau}), \quad (15.2)$$

где $\tau_{уст}$ — установившаяся разность температур двигателя и окружающей среды, при которой $Q = A\tau_{уст}$.

В соответствии с (15.2) изменение τ во времени при различных нагрузках (соответствующих различным Q) происходит, как показано на рис. 15.2. Проведя горизонталь, соответствующую допустимой температуре перегрева $\tau_{доп}$, можно определить допустимое при той или иной нагрузке время включения двигателя $t_{доп}$. При нагрузке, меньшей и равной $Q_{ном}$, время работы двигателя не ограничено.

При отключении двигателя дифференциальное уравнение процесса охлаждения примет вид

$$A'\tau dt + Cdt = 0, \quad (15.3)$$

в котором теплопередача A' неподвижного двигателя меньше, чем вращающегося. Поэтому тепловая постоянная времени охлаждения T'_τ больше, чем нагрева, причем их отношение T_τ/T'_τ зависит от конструк-

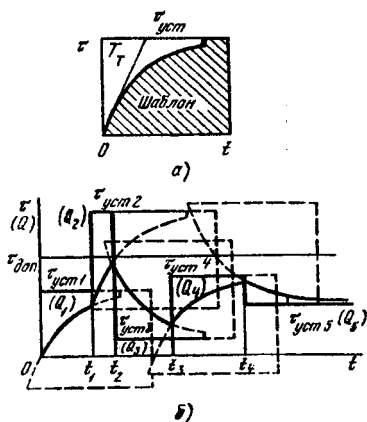


Рис. 15.4. К построению температурной кривой методом шаблона

максимальной нагрузки (а, следовательно, и наибольших потерь Q), с выступом, соответствующим установившейся температуре перегрева для максимальной нагрузки.

Сначала строят ступенчатый график $Q = f(t)$ (рис. 15.4, б), представляющий собой в соответствующем масштабе, учитывающем, что $\tau_{уст} = Q/A$, график установившихся температур. Затем, приложив шаблон к графику так, чтобы выступ лекала совпадал с горизонтальной установившейся температуры для первой ступени, а экспоненциальная часть лекала проходила через нуль, вычерчивают кривую нарастания температуры τ на отрезке времени $0 - t_1$.

Прикладывая на следующих интервалах времени шаблон так, чтобы его выступ совпадал с горизонтальной установившейся температуры на соответствующих ступенях нагрузки, а экспоненциальная часть проходила через точку, где оканчивается температурная кривая τ предыдущего интервала, последовательно вычерчивают всю кривую изменения температуры. Если степень нагрузки последующего интервала меньше, чем предыдущего (как, например, на участке $t_2 - t_3$), шаблон переворачивают, как показано пунктиром на рисунке. Двигатель не перегревается, если температурная кривая лежит ниже $\tau_{доп}$ на всем интервале работы.

Вместо довольно громоздкого построения температурной кривой методом шаблона часто достаточно проверить двигатель на нагрев методом средних потерь, который состоит в следующем. Предположим, что двигатель рассчитан на длительное включение при неизменной номинальной нагрузке, соответствующей потерям $Q_{ном}$. При этом $\tau \approx \tau_{доп}$ (см. рис. 15.2). Если же двигатель работает с переменной нагрузкой и средние тепловые потери в нем $Q_{ср} \leq Q_{ном}$, то его температура не будет превышать допустимого значения.

Однако подсчет средних потерь вызывает определенные трудности. В связи с этим на практике при выборе двигателей и их проверке на на-

ции двигателя и равно 0,95—0,98 для закрытых двигателей без вентилятора; 0,45—0,55 — для закрытых двигателей с наружным вентилятором и 0,25—0,35 — для закрытых двигателей с внутренним вентилятором.

В отключенном состоянии температура двигателя снижается (рис. 15.3) по экспоненте, соответствующей уравнению (15.3).

Если известна продолжительность работы двигателя при том или ином уровне нагрузки, то несложно построить кривую изменения его температуры, пользуясь методом шаблона.

Шаблон (рис. 15.4, а) представляет собой лекало, построенное по уравнению (15.2) для случая макси-

грев используют методы косвенной оценки потерь, а следовательно, и температуры двигателя. С этой целью вводят понятия эквивалентных по условиям нагрева тока $I_{\text{эк}}$, момента $M_{\text{эк}}$ и мощности $P_{\text{эк}}$.

Считая выделяющуюся в двигателе теплоту пропорциональной квадрату тока, находят эквивалентное с точки зрения тепловых потерь значение тока

$$I_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}, \quad (15.4)$$

где $I_1, I_2, \dots, I_n; t_1, t_2, \dots, t_n$ — значения тока и длительности интервалов времени, при которых протекают эти токи.

Если удовлетворяется неравенство $I_{\text{эк}} \leq I_{\text{ном}}$, то двигатель не перегревается.

Заметим, однако, что эта оценка справедлива при условии, что длительность интервалов, особенно при больших нагрузках, удовлетворяет условию $t_i \leq (1 \div 2) T_T$.

В случае, когда вращающий момент двигателя пропорционален току (например, в двигателе постоянного тока независимого возбуждения), можно оценить тепловую нагрузку машины методом эквивалентного момента

$$M_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \leq M_{\text{ном}}. \quad (15.5)$$

Если частота вращения двигателя во время работы изменяется незначительно (асинхронные и синхронные двигатели), то нагрев может быть оценен методом эквивалентной мощности, так как в этом случае она пропорциональна вращающему моменту:

$$P_{\text{эк}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \leq P_{\text{ном}}. \quad (15.6)$$

§ 15.2. Тепловые режимы работы двигателя

В зависимости от условий нагрева и охлаждения двигателя различают три основных режима его работы, каждому из которых соответствует своя методика выбора мощности двигателя: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Продолжительным называют такой режим, при котором за время включенного состояния температура двигателя достигает установившегося значения (например, режим Q_3 на рис. 15.2). Такой режим имеет место при $t > (3 \div 4) T_T$.

Кратковременным называют такой режим, при котором за время включенного состояния температура двигателя не достигает установившегося значения, а за время паузы снижается до температуры окружающей среды. Вид температурной кривой при таком режиме показан на рис. 15.5. Обычно в каталогах для двигателей кратковременного режима работы указывается допустимая нагрузка при определенном времени включения.

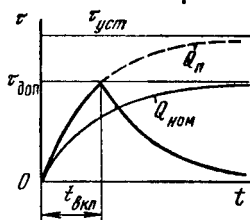


Рис. 15.5. График изменения температуры при кратковременном режиме работы двигателя

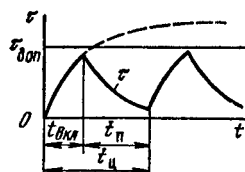


Рис. 15.6. График изменения температуры при повторно-кратковременном режиме работы двигателя

Если в кратковременном режиме работает двигатель, рассчитанный на продолжительный режим работы, то он может развить (преодолевать) нагрузочный момент, больший номинального, и отдавать мощность, большую номинальной, но при включении на короткое время. Длительность включенного состояния $t_{\text{вкл}}$ определяют с помощью коэффициента термической перегрузки, показывающего, во сколько раз можно допустить превышение потерь на нагрев в двигателе при кратковременном режиме $Q_{\text{п}}$ по отношению к номинальным потерям $Q_{\text{ном}}$ при продолжительном режиме:

$$P_{\text{т}} = Q_{\text{п}}/Q_{\text{ном}} = \tau_{\text{уст}}/\tau_{\text{доп}}. \quad (15.7)$$

Так как

$$\tau_{\text{доп}} = \tau_{\text{уст}}(1 - e^{-t_{\text{вкл}}/T_{\text{т}}}), \quad (15.8)$$

то, подставив (15.7) в (15.8) и сократив полученное выражение на $\tau_{\text{уст}}$, получим

$$P_{\text{т}} = 1/(1 - e^{-t_{\text{вкл}}/T_{\text{т}}}), \quad (15.9)$$

откуда
$$t_{\text{вкл}} = T_{\text{т}} \ln \frac{P_{\text{т}}}{P_{\text{т}} - 1}.$$

Повторно-кратковременным называют такой режим, при котором за время включенного состояния $t_{\text{вкл}}$ температура двигателя не достигает установившегося значения, а за время паузы $t_{\text{п}}$ не успевает понизиться до температуры окружающей среды. Кривая изменения температуры τ может быть построена методом шаблонов с учетом, что постоянные времени нагрева и охлаждения, а следовательно, и шаблоны для этих процессов, как указывалось в § 15.1, могут существенно отличаться (рис. 15.6).

Этот режим характеризуется относительной продолжительностью включения, выражаемой обычно в процентах:

$$ПВ = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{ц}}} \cdot 100, \quad (15.10)$$

где $t_{\text{ц}}$ — время цикла.

Для промышленных двигателей указываются номинальные данные для четырех значений ПВ: 15, 25, 40 и 60%. Продолжительность цикла, если нет других указаний, принимается равной 10 мин. Для бортовых, в частности, авиационных двигателей, $PВ = 10\%$ (иногда $PВ \approx 1,5\%$).

Если принять постоянные времени нагрева и охлаждения равными T_r , то коэффициент термической перегрузки

$$P_T = \frac{1 - e^{-t_n/T_r}}{1 - e^{-t_{вкл}/T_r}}.$$

§ 15.3. Виды нагрузочных моментов

Момент сопротивления M_c , который должен преодолевать двигатель, складывается из нагрузочного момента, приведенного к валу двигателя, и момента трения самого двигателя. Часто последним пренебрегают и принимают за момент сопротивления только нагрузочный момент. Нагрузочный момент, как правило, является случайной величиной. Точное его определение возможно лишь при статистической обработке результатов ряда измерений в реальных условиях работы привода. Тем не менее все многообразие нагрузок можно систематизировать по характеру изменения момента в зависимости от угловой скорости или угла поворота механизма и представить в виде типовых закономерностей.

1. Наиболее простым видом нагрузочного момента, удобным для аналитического решения задачи выбора двигателя, является *постоянный момент*, не зависящий от параметров движения ни по значению, ни по знаку (рис. 15.7, а): $M_c = \text{const}$. Классическим примером такого вида нагрузки является подъем или спуск груза. Близок к этому момент, создаваемый в системе регулирования скорости движения лентопротяжных механизмов и намоточных устройств с постоянным натягом ленты, провода и т. п.

2. Другим видом нагрузочного момента является *момент сухого трения* (рис. 15.7, б), неизменный по значению, но приложенный навстречу направлению вращения (скорости): $M_c = M_c \text{ sign } \omega_c$. В следящих системах небольшой мощности и приводах этот вид нагрузки является основным.

Привод клапанов, дросселей, клапанов в системах автоматического регулирования температуры, расхода газа и жидкости, винтов кареток некоторых станков, щеток потенциометров и т. п. устройств характеризуется прежде всего моментом трения.

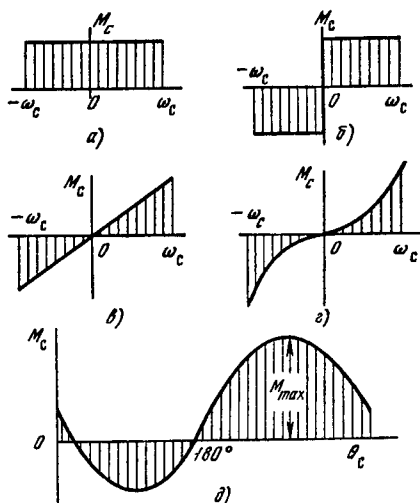


Рис. 15.7. Виды нагрузочных моментов

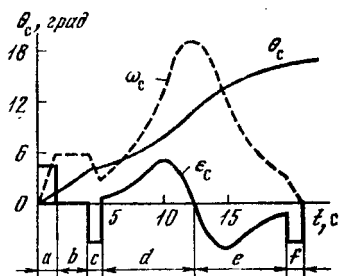


Рис. 15.8. Характеристики движения антенны радиолокатора по азимуту при слежении за самолетом

Зависимость $M_c = f(\omega)$ (рис. 15.7, б) справедлива лишь для однородных материалов при специальной обработке поверхностей. В общем же случае момент сухого трения не остается постоянным, а сложным образом зависит от скорости перемещения. Кроме того, в механизмах, длительно находящихся в покое или в особых средах (например, в вакууме), наблюдается эффект залипания, при котором сопротивление начальному движению возрастает в несколько раз.

Приведенный к валу двигателя момент трения

$$M'_c = \frac{M_c}{i_p} \eta_p,$$

где i_p , η_p — передаточное число и КПД редуктора [10].

3. Моментом вязкого трения называют нагрузочный момент $M_c = k\omega_c$ (рис. 15.7, в).

4. Зависимость нагрузочного момента от угловой скорости, например вентилятора, центробежного насоса, гребного и воздушного винта, имеет вид, показанный на рис. 15.7, г. Такой нагрузочный момент описывают формулой $M_c = k\omega_c^n$, где $n = 1,7 \div 2,05$, и называют *вентиляторным*.

5. Часто нагрузочный момент зависит от угла поворота механизма θ_c , его положения. Такой момент называют *позиционным*. Характерной нагрузкой является радиолокационная антенна, момент сопротивления которой зависит от ее положения относительно направления ветра (рис. 15.7, д). Поэтому в некотором диапазоне углов поворота механизма позиционный момент может принимать отрицательные значения, т. е. помогать двигателю вращать антенну. К этому же типу механизмов относятся приводы рулей летательных аппаратов, момент сопротивления которых зависит от угла отклонения руля в шарнире и называется *шарнирным*.

6. В системах автоматики, где определяющую роль играет длительность переходных процессов (разгон, торможение), основным моментом, нагружающим двигатель, является *динамический момент* $M_{дин} = J'(d\omega/dt)$, где J' — суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя; $d\omega/dt$ — ускорение вала двигателя. Характерными нагрузками являются различного вида следящие системы (стрелково-пушечные турели, приводы копировально-фрезерных станков, приводы радиолокационных антенн и т. п.).

На рис. 15.8 приведены типовые характеристики движения антенны радиолокатора по азимуту при слежении за самолетом. Участок *a* соответствует пуску и разгону привода до скорости равномерного вращения, участок *b* — равномерному вращению (круговой обзор) до момента

захвата цели локатором, участок c — торможению двигателя до скорости, равной скорости слежения за приближающимся самолетом. На участке d скорость слежения возрастает, достигая максимума в момент пролета самолетом станции. На участке e скорость слежения плавно уменьшается до тех пор, пока цель не будет передана следующей станции сопровождения. Участок f соответствует торможению двигателя до полной остановки. Из графика видно, что ускорение, а следовательно, и динамический момент — положительны на участках a и d , равны нулю в режиме равномерного вращения на участке b и отрицательны на участках c , e и f .

Для следящих систем копировальных станков и станков с программным управлением по заданному профилю обработки детали можно построить график линейного перемещения суппорта или каретки станка во времени, а затем графическим дифференцированием получить требуемые кривые скорости перемещения и ускорения, аналогичные рис. 15.8.

§ 15.4. Общие сведения по выбору двигателя

Выбор двигателя для привода различных систем автоматики является одним из основных этапов проектирования системы. Это объясняется тем, что двигатель, с одной стороны, определяет тип, параметры и мощность предшествующих каскадов усилителей, а также мощность источника энергии и пускорегулирующей аппаратуры. С другой стороны, именно от двигателя зависят динамические качества системы, которые он в состоянии обеспечить. Никакая система управления, никакие корректирующие устройства не могут создать требуемые вращающие моменты, угловые скорости и ускорения механизма, если они не обеспечены энергетикой самой конструкции силового, конечного узла системы, каким является двигатель.

Двигатель выбирают по следующим показателям: роду тока, номинальному напряжению, мощности и частоте вращения, жесткости (мягкости) характеристики, регулировочным свойствам и т. п. Стремясь выбрать наиболее простой двигатель по устройству и управлению, надежный и имеющий наименьшие мощность, массу, стоимость. Вместе с тем двигатель должен полностью обеспечить выполнение системой автоматики ее функций.

Наиболее простыми по устройству и надежными в эксплуатации являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Их масса в 1,5–2,0 раза меньше массы двигателей постоянного тока той же мощности. Кроме того, питание таких двигателей осуществляют непосредственно от сети переменного тока, что важно, если сеть является основным источником энергии.

Благодаря этим качествам асинхронные трехфазные двигатели используют в системах автоматизированного привода при небольшой частоте включений, когда не требуется регулирование, а также в качестве первичного двигателя в системах Г — Д, ЭМУ — Д и комбинированных электрогидравлических приводах.

В приводах с глубоким регулированием частоты вращения и в следящих системах при мощности, не превышающей 200–300 Вт, применяют двухфазные короткозамкнутые асинхронные двигатели. Перспективными являются приводы с регулированием частоты вращения трехфазных короткозамкнутых двигателей путем частотного управления.

В установках с регулированием частоты вращения в небольших пределах при относительно большой мощности привода применяют асинхронные двигатели с фазным ротором.

Для привода в системах автоматики средней и большой мощности, где не требуется регулирования частоты вращения, используют трехфазные синхронные двигатели, обладающие жесткой характеристикой, а также высокими перегрузочной способностью и энергетическими показателями.

Для привода в маломощных приборных системах автоматики, не требующих регулирования частоты вращения, широко применяют реактивные и гистерезисные синхронные двигатели. В низкоборотных приводах используют двигатели с катящимся ротором и редукторные синхронные двигатели.

В приводах систем автоматики (при мощности от сотен ватт и выше), с глубоким плавным регулированием частоты вращения, а также в следящих системах, требующих высокого качества переходных процессов, применяют двигатели постоянного тока с независимым возбуждением, обладающие наилучшими регулировочными характеристиками при высоких энергетических показателях. Управление такими двигателями осуществляют с помощью систем Г – Д, ЭМУ – Д или УВ – Д.

Двигатели постоянного тока применяют и в тех случаях, когда основным родом тока является постоянный ток, что имеет место в бортовых системах автоматики. В подобных случаях в качестве двигателей, непосредственно приводящих механизмы в движение, первичных двигателей систем Г – Д, ЭМУ – Д, а также для привода насосов в электрогидравлических системах используют двигатели с последовательным, параллельным и смешанным возбуждением.

В особо тяжелых условиях эксплуатации (взрывоопасная среда, открытый космос и т. п.), а также при повышенных требованиях к надежности и отсутствию радиопомех (лентопротяжный привод в устройствах магнитной записи и т. п.), когда требуется глубокое регулирование частоты вращения или ее стабилизация с высокой точностью (сотые и тысячные доли процента), применяют бесконтактные двигатели постоянного тока (вентильные двигатели).

В системах автоматики с цифровым управлением целесообразно использовать шаговые двигатели.

Если в стационарных промышленных системах автоматики основным родом тока является переменный ток частотой 50 Гц, то в подвижных объектах предпочтительнее использовать ток повышенной частоты (400–500 Гц), так как это позволяет существенно снизить массу и габариты аппаратуры.

В диапазоне напряжений до 500 В для двигателей переменного тока следует использовать более высокое напряжение, так как при той же

мощности это приводит к уменьшению тока, что позволяет снизить площадь сечения проводов и габариты коммутационно-регулирующей аппаратуры.

В заключение отметим, что выбор мощности двигателя ведется, как правило, методом последовательных приближений.

§ 15.5. Выбор двигателя при длительной нагрузке

Постоянная нагрузка. Когда известны постоянный момент сопротивления M_c (например, момент трения) и частота вращения (ω_c или n_c) вала нагрузки, задаются КПД редуктора η_p и мощность двигателя определяют по формуле

$$P = M_c \omega_c / \eta_p,$$

где P — в Вт; M_c — в Н·м; ω_c — в рад/с.

Кроме того, мощность двигателя можно найти по формуле

$$P = 1,028 M_c n_c / \eta_p,$$

где P — в Вт; M_c — в кгм; n_c — в об/мин.

По каталогу выбирают двигатель, номинальная мощность которого $P_{\text{ном}} > P$. По его номинальной частоте вращения $n_{\text{ном}}$ определяют общее передаточное отношение редуктора $i_p = n_{\text{ном}} / n_c$ и, составив кинематическую схему редуктора, оценивают его КПД. Если КПД отличается от того, каким задались в начале расчета, то следует уточнить мощность двигателя. Необходимость такого уточнения становится очевидной, если учесть, что, например, КПД планетарных редукторов некоторых авиационных механизмов не превышает нескольких процентов.

Если выбранный двигатель рассчитан на продолжительный режим работы, то при длительной постоянной нагрузке нет необходимости производить его проверку на нагрев и перегрузочную способность.

Переменная нагрузка. Если нагрузка не остается постоянной, как, например, на рис. 15.4, то определить мощность двигателя можно по нагрузочной диаграмме, представляющей зависимость нагрузочного момента от времени. При этом есть отличие при выборе мощности двигателей типа асинхронных и постоянного тока. Угловую скорость асинхронного двигателя при изменениях нагрузочного момента можно принять постоянной. Тогда, используя метод эквивалентного момента, требуемую мощность двигателя определяют по формуле

$$P = M_{\text{эк}} \omega_{\text{ном}} / \eta_p,$$

где $M_{\text{эк}}$ находят по (15.5) и выбирают из каталога двигатель с $P_{\text{ном}} \geq P$.

Скорость же вращения двигателя постоянного тока (особенно с последовательным возбуждением) резко меняется с изменением нагрузочного момента. Поэтому требуемая мощность двигателя

$$P = M_{\text{эк}} \omega_{\text{ср кв}} / \eta_p,$$

где

$$\omega_{\text{ср кв}} = \sqrt{\frac{\omega_1^2 t_1 + \omega_2^2 t_2 + \dots + \omega_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}} \quad (15.11)$$

— среднеквадратичная угловая скорость двигателя.

Значения $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ определяют по механической характеристике двигателя.

Выбрав двигатель, необходимо проверить, в состоянии ли он преодолеть наибольший момент сопротивления, учитывая, что максимальный вращающий момент двигателя связан с его номинальным моментом коэффициентом перегрузки по моменту $M_{\max} = \lambda_M M_{\text{ном}}$. Для асинхронных двигателей $\lambda_M = 1,8 \div 2,5$, для синхронных $\lambda_M = 2,5 \div 3,0$ и для двигателей постоянного тока $\lambda_M = 2 \div 5$.

§ 15.6. Выбор двигателя при кратковременном и повторно-кратковременном режимах работы

Кратковременный режим. С одной стороны, как указывалось в § 15.2, двигатель продолжительного режима работы, используемый в кратковременном режиме, может быть перегружен. Если в течение времени $t_{\text{вкл}}$ (см. рис. 15.5) двигатель должен развить вращающий момент M , то эквивалентный момент двигателя продолжительного режима $M_{\text{эк}} = M/p_T$, где p_T — коэффициент термической перегрузки, определяемый по (15.9).

С другой стороны, эквивалентный момент $M_{\text{эк}}$, по которому может быть выбран двигатель, следует оценить по перегрузочной способности двигателя: $M_{\text{эк}} = M/\lambda_M$.

Из этих двух значений $M_{\text{эк}}$ принимают большее и по нему выбирают двигатель, удовлетворяющий условию $M_{\text{ном}} \geq M_{\text{эк}}$. Если двигатель асинхронный, то необходимо проверить его по пусковому моменту, т. е. выполняется ли условие $M_n > M$.

Повторно-кратковременный режим. Двигатель, работающий в этом режиме, выбирают по вращающему моменту M , который он должен развивать за время $t_{\text{вкл}}$ (см. рис. 15.6), и по продолжительности включения $PВ$ согласно (15.10). Эти величины позволяют выбрать двигатель по каталогу. Если вычисленное фактическое значение $PВ_{\text{ф}}$ отличается от стандартного $PВ_{\text{ст}}$ (см. § 15.2), то $M_{\text{эк}} = M \sqrt{PВ_{\text{ф}}/PВ_{\text{ст}}}$ и двигатель выбирают из условия $M_{\text{ном}} \geq M_{\text{эк}}$.

Если двигатель выбирают по каталогу двигателей, рассчитанных на продолжительный режим работы, то эквивалентный момент находят с помощью коэффициента термической перегрузки (15.7): $M_{\text{эк}} = M/p_T$.

Как и в предыдущем случае, двигатель проверяют на перегрузку по моменту и пусковой момент.

§ 15.7. Выбор двигателя при нагрузочном моменте, зависящем от угла поворота вала исполнительного механизма

Изложенный в этом параграфе расчет производят для систем автоматики, в которых исполнительный механизм должен перемещаться из одного крайнего положения в другое.

Исходной в этом случае является зависимость момента сопротивления от угла поворота вала исполнительного механизма $M_c = f(\theta_c)$. Рекомендуется следующий порядок расчета. Руководствуясь диапазоном изменения M_c , допустимым колебанием угловой скорости (приемлема

ли мягкая или необходима жесткая механическая характеристика), а также основным родом тока в системе, выбирают тип двигателя, который может включаться непосредственно в сеть.

Пользуясь каталогом, задаются средней угловой скоростью двигателя $\omega_{\text{ср}}$ и, зная, какой должна быть средняя скорость перемещения исполнительного механизма, определяют передаточное отношение редуктора i_p .

Предварительно наметив кинематическую схему редуктора, оценивают КПД редуктора и строят зависимость момента сопротивления M_c , приведенного к валу двигателя с учетом потерь в редукторе (рис. 15.9), от угла поворота θ_c : $M'_c(\theta_c) = M_c / (i_p \eta_p)$.

Средняя мощность, которую должен развивать двигатель,

$$P_{\text{ср}} = M'_{\text{ср}} \omega_{\text{ср}}, \quad (15.12)$$

где P — в Вт; $M'_{\text{ср}}$ — в Н·м; $\omega_{\text{ср}}$ — в рад/с.

Если момент сопротивления при перемещении исполнительного механизма меняет знак, целесообразнее в выражение (15.12) вместо среднего подставить его среднеквадратичное значение.

Выбирают двигатель со стандартной мощностью $P_{\text{ст}}$, близкой по мощности к $P_{\text{ср}}$ с учетом режима его работы, принимая во внимание, что режим работы подобных приводов (привод створок радиаторов, заслонок, органов управления летательных аппаратов и т. д.) наиболее близок к повторно-кратковременному.

Если известно, что фактическая продолжительность включения значительно отличается от стандартной, указанной в каталоге, то расчетная мощность двигателя $P_{\text{расч}}$ может быть изменена с учетом фактического коэффициента термической перегрузки $p_{\text{ф}}$:

$$P_{\text{расч}} = P_{\text{ст}} (p_{\text{ст}} / p_{\text{ф}}),$$

где $p_{\text{ст}}$ — коэффициент термической перегрузки, на которую рассчитан стандартный двигатель.

Для асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока малой мощности необходимо проверить, достаточен ли их пусковой и перегрузочный ($\lambda_M M_{\text{ном}}$) моменты для преодоления $M_{\text{сmax}}$.

В рассматриваемом случае необходимо рассчитать время перемещения исполнительного механизма из одного крайнего положения в другое. Выполнение такого расчета особенно важно при использовании двигателей постоянного тока последовательного возбуждения, угловая скорость которых резко меняется при изменении вращающего момента. Подобный расчет рекомендуется проводить по следующей методике.

Так как в подобных устройствах длительность пуска и останова двигателя занимает лишь небольшую часть общего времени его вращения, расчет переходных процессов можно опустить и считать, что в любой момент времени вращающий момент, развиваемый двигателем, равен приведенному к валу двигателя моменту сопротивления: $M = M'_c$.

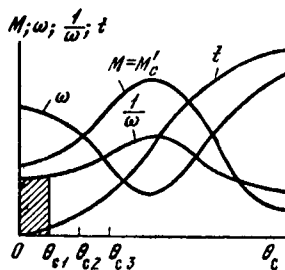


Рис. 15.9. К построению характеристик привода упрощенным методом

Для расчета кроме зависимости $M'_c = f(\theta_c)$ необходима механическая характеристика двигателя $\omega = f(M)$.

По точкам характеристик $M'_c = f(\theta_c)$ и $\omega = f(M)$ строят кривую $\omega = f(\theta_c)$ и по ней обратную зависимость $(1/\omega) = f(\theta_c)$. Из выражения $\omega/i_p = d\theta_c/dt$ очевидно, что время перемещения механизма из точки 0 на угол θ_c

$$t = i_p \int_0^{\theta_c} \frac{1}{\omega} d\theta_c = i_p s \mu_{1/\omega} \mu_{\theta},$$

где s — площадь, ограниченная кривой $1/\omega$ и осью θ_c (часть ее заштрихована на рис. 15.9); $\mu_{1/\omega}$, μ_{θ} — масштабы по осям.

Произведя вычисления для ряда последовательных значений угла θ_{c1} , θ_{c2} , θ_{c3} и т. д., находят соответствующие отрезки времени и по точкам строят зависимость времени перемещения от угла $t = f(\theta_c)$.

Если в результате вычислений и построений окажется, что время перемещения механизма не удовлетворяет заданному, то приступают к повторному расчету мощности двигателя с соответствующим редуктором.

По характеристикам $t = f(\theta_c)$ и $M = f(\theta_c)$ можно построить кривую $M = f(t)$, а следовательно, и $I = f(t)$. Вычисляя интеграл $\int I(t) dt$, пропорциональный площади под кривой $I = f(t)$ и считая напряжение сети неизменным, находят энергию $A = U \int I(t) dt$, необходимую для одного перемещения исполнительного механизма, оценка которой важна при проектировании бортовых систем автоматики с ограниченным запасом энергии.

§ 15.8. Упрощенный выбор двигателя для следящих систем

Анализ режимов работы систем автоматического управления показывает, что их нагрузочный момент представляет собой, как правило, случайные функции времени. Действительно, на примере следящей системы радиолокационной антенны (см. рис. 15.7,д и 15.8) очевидно, что, например, момент сопротивления движению определяется скоростью ветра и его направлением, а необходимые параметры движения (угловые скорость и ускорение) зависят от скорости и направления пролетающего самолета, а также его удаленности от станции. Поэтому расчет моментов сопротивления, токов и скорости, а следовательно, и мощности двигателя носит приближенный характер. Нередко запасы по мощности и времени допустимой работы таких двигателей значительно превышают средние или эквивалентные значения.

Если выбрать двигатель со значительным завышением мощности, то это приведет, с одной стороны, к увеличению габаритов и массы привода, к повышенному расходу энергии, запас которой в бортовых системах автоматики нередко ограничен, с другой стороны, отрицательно скажется на динамических свойствах системы, потому что запас мощности двигателя будет затрачиваться на «разгон самого себя», учитывая резко возрастающий с увеличением мощности, а следовательно, и размеров момент инерции ротора.

Если выбрать двигатель с заниженной мощностью, то это может привести к недопустимым рассогласованиям в следящей системе во время «пиковых» нагрузок, отказу в работе и аварии.

Упрощенный выбор мощности двигателя может быть сделан по моменту сопротивления M_c и угловой скорости вала нагрузки ω_c в статическом (без ускорений) режиме работы:

$$P = (1,2 \div 2,5) M_c \omega_c, \quad (15.13)$$

где P — в Вт; M_c — в Н·м; ω_c — рад/с; 1,2–2,5 — запас мощности, необходимый для создания ускорений, преодоления максимумов нагрузочного момента и учета КПД редуктора.

1. По найденной мощности P выбирают двигатель с близким значением мощности.

2. По номинальной частоте вращения двигателя $n_{\text{ном}}$ и максимально необходимой угловой скорости вала нагрузки $\omega_{c \text{ max}}$ определяют передаточное отношение редуктора: $i_p = \omega_{\text{ном}} / \omega_{c \text{ max}}$, где $\omega_{\text{ном}} \approx 0,1 n_{\text{ном}}$.

3. Производят выбор типа редуктора, распределяют общее передаточное отношение редуктора i_p по его ступеням и определяют КПД η_p и момент инерции редуктора J'_p , приведенный к валу двигателя.

4. По данным двигателя ($J_{\text{дв}}$), редуктора (i_p , η_p и J'_p), нагрузки (M_c и J_c) и заданному среднеквадратичному ускорению вала нагрузки $\epsilon_{c \text{ ср кв}}$ вычисляют эквивалентный момент на валу двигателя:

$$M_{\text{эк}} = \sqrt{\left(\frac{M_c}{i_p \eta_p}\right)^2 + \left(\frac{J_c}{i_p^2 \eta_p} + J_{\text{дв}} + J'_p\right)^2 \epsilon_{c \text{ ср кв}}^2 i_p^2}.$$

Двигатель выбран правильно, если удовлетворяется неравенство $M_{\text{эк}} \leq M_{\text{ном}}$.

§ 15.9. Выбор двигателя для следящих систем большой мощности

В следящих системах мощностью до сотен ватт и выше применяют двигатели постоянного тока независимого возбуждения с регулированием угловой скорости по принципу ЭМУ — Д, Г — Д и УВ — Д (см. гл. 4). Особенность таких систем состоит в том, что момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя, как правило, в несколько раз меньше, чем момент инерции якоря двигателя, а приведенный момент инерции редуктора составляет лишь 5–25% от момента инерции якоря, т. е. при переходных процессах динамический момент двигателя затрачивается в основном на преодоление инерции самого двигателя.

Поскольку приведенные моменты инерции зависят от передаточного отношения редуктора в квадрате, оно является определяющим при выборе двигателя. Для каждого двигателя можно рассчитать оптимальное передаточное отношение редуктора $i_{p \text{ опт}}$.

Существует несколько критериев оптимальности i_p . Рассмотрим вариант, обеспечивающий приводу максимальное ускорение [15]. Решим

уравнение динамики

$$M = \frac{M_c}{i_p \eta_p} + \left(J_{дв,р} + \frac{J_c}{i_p^2 \eta_p} \right) \epsilon_c i_p, \quad (15.14)$$

в котором $J_{дв,р} = (1,05 \div 1,25) J_{дв}$ – суммарный момент инерции двигателя с редуктором относительно ускорения вала нагрузки ϵ_c . Тогда

$$\epsilon_c = \frac{i_p \eta_p M - M_c}{J_c + i_p^2 \eta_p J_{дв,р}}. \quad (15.15)$$

Приравняв нулю производную $\partial \epsilon_c / \partial i_p = 0$, найдем

$$i_{p \text{ опт}} = \frac{M_c}{M \eta_p} + \sqrt{\left(\frac{M_c}{M \eta_p} \right)^2 - \frac{J_c}{\eta_p J_{дв,р}}}. \quad (15.16)$$

Подставив (15.16) в (15.15), получим максимальное ускорение

$$\epsilon_{c \text{ max}} = M / (2 i_{p \text{ опт}} J_{дв,р}). \quad (15.17)$$

Вычислив по (15.17) $J_{дв,р}$ и подставив его в (15.14), определим

$$\frac{1}{\eta} (M_c + J_c \epsilon_{c \text{ max}}) = \frac{i_{p \text{ опт}} M}{2}. \quad (15.18)$$

Это означает, что система получит максимальное ускорение в том случае, когда на валу нагрузки используется половина вращающего момента M , который развивает двигатель, а вторая половина затрачивается на преодоление момента инерции ротора с редуктором.

Выражение $i_{p \text{ опт}} M / 2$ называют *располагаемым вращающим моментом*. Его можно представить с учетом (15.17) как

$$\begin{aligned} M_{\text{расп}} &= \frac{i_{p \text{ опт}} M}{2} = \frac{M^2}{4 J_{дв,р}} \cdot \frac{2 i_{p \text{ опт}} J_{дв,р}}{M} = \\ &= \frac{\lambda_M^2 M_{\text{ном}}^2}{4 J_{дв,р}} \cdot \frac{1}{\epsilon_{c \text{ max}}} = b_M \frac{1}{\epsilon_{c \text{ max}}}, \end{aligned} \quad (15.19)$$

где $b_M = \lambda_M^2 M_{\text{ном}}^2 / (4 J_{дв,р})$ – коэффициент, определяемый параметрами двигателя.

Оптимальная угловая скорость вала нагрузки $\omega_{c \text{ опт}} = \omega_{\text{ном}} / i_{p \text{ опт}}$. Подставив в это выражение $i_{p \text{ опт}}$, выраженное из (15.17), найдем

$$\omega_{c \text{ опт}} = \frac{\pi n_{\text{ном}} / 30}{(\lambda_M M_{\text{ном}}) / (2 J_{дв,р} \epsilon_{c \text{ max}})} = \frac{\pi J_{дв,р} n_{\text{ном}}}{15 \lambda_M M_{\text{ном}}} \epsilon_{c \text{ max}} = c_\omega \epsilon_{c \text{ max}}, \quad (15.20)$$

где $c_\omega = \pi J_{дв,р} n_{\text{ном}} / (15 \lambda_M M_{\text{ном}})$ – коэффициент, зависящий от параметров двигателя.

Полученные соотношения позволили создать следующую методику выбора двигателя.

1. Диапазон мощностей двигателя определяют по (15.13). Затем намечают ряд двигателей, мощность которых укладывается в этот диапазон.

2. Для этого ряда двигателей по данным каталога рассчитывают коэффициенты b_M и c_ω . При расчете принимают $\lambda_M = 3$.

3. Для каждого двигателя строят вспомогательные гиперболы по (15.19) и прямые по (15.20), как показано на рис. 15.10 для двух двигателей.

4. По оси ординат на рис. 15.10 откладывают отрезок $OA = M_c/\eta_p$ и под углом α , тангенс которого $\operatorname{tg} \alpha = (n/m) \cdot (J_c/\eta_p)$, где n — масштаб по оси $\omega_{c \text{ opt}}$; m — масштаб по оси $M_{\text{расп}}$, проводят прямую AB .

Точки пересечения прямой AB с гиперболами представляют собой решения уравнения (15.18) для каждого двигателя. Абсцисса точки пересечения определяет значение максимального ускорения вала нагрузки, а ордината пунктирной прямой при этой же абсциссе — значение угловой скорости вала нагрузки, соответствующее номинальной угловой скорости двигателя, при оптимальном передаточном отношении $i_{p \text{ opt}}$ редуктора.

5. Оптимальное передаточное отношение редуктора для того или иного двигателя

$$i_{p \text{ opt}} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{\omega_{c \text{ opt}}} \approx 0,1 \frac{n_{\text{ном}}}{\omega_{c \text{ opt}}},$$

где значения $\omega_{c \text{ opt}}$ берутся из графика рис. 15.10.

При таком расчете $\omega_{c \text{ opt}}$ может отличаться от требуемой ω_c . Если это отличие не превышает 20–30 %, то двигатель пригоден при условии некоторого запаса по ускорению (5–8 %). Если отличие велико, то выбирают двигатель, обеспечивающий ускорение выше требуемого, и рассчитывают необходимое передаточное отношение редуктора $i_p = \omega_{\text{ном}}/\omega_c$. Затем оценивают возможное ускорение

$$\epsilon_c = \frac{i_p \eta_p \lambda_M M_{\text{ном}} - M_c}{J_c + i_p^2 \eta_p J_{\text{лв.р}}}.$$

Двигатель подходит, если ускорение не меньше заданного.

§ 15.10. Выбор двигателя для следящих систем малой мощности

В приборных следящих системах, мощность которых измеряется десятками, единицами, а нередко и долями ватта, применяют двухфазные асинхронные двигатели с амплитудным управлением. В таких приводах момент инерции нагрузки бывает очень мал (например, у щеток потенциометра), невелик и момент инерции двигателей с полым ротором. Поэтому в общем моменте инерции возрастает доля, вносимая моментом инерции редуктора.

В этих условиях расчет оптимального передаточного отношения редуктора теряет смысл. Передаточное отношение редуктора определяет-

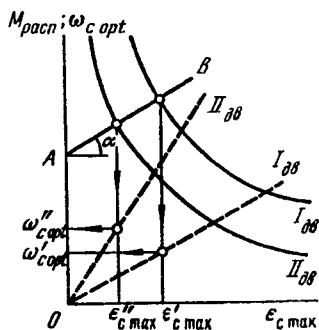


Рис. 15.10. К выбору двигателя следящей системы большой мощности

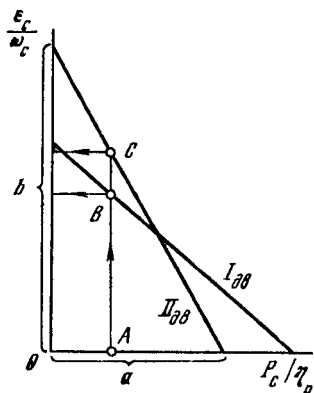


Рис. 15.11. К выбору двигателя следящей системы малой мощности

ся номинальной угловой скоростью вращения двигателя и заданной угловой скоростью выходного вала: $i_p = \omega_{\text{ном}}/\omega_c$.

Проверку на нагрев таких двигателей не производят, так как их обмотка возбуждения рассчитана на длительный режим включения при неподвижном двигателе, а ток в обмотке управления появляется лишь во время вращения.

Рассмотрим соотношения, позволяющие произвести выбор мощности двигателя для этого класса следящих систем [15].

Если пренебречь моментом инерции нагрузки, то уравнение движения запишется в виде

$$M_{\text{max}} = (M_c/i_p\eta_p) + J_{\text{дв,р}}\varepsilon_c i_p. \quad (15.21)$$

Заменив в (15.21) $M_{\text{max}} = \lambda_M M_{\text{ном}}$ и разделив обе части уравнения на $J_{\text{дв,р}}$, получим

$$\frac{\varepsilon_c}{\omega_c} = \frac{\lambda_M M_{\text{ном}}}{J_{\text{дв,р}} \omega_{\text{ном}}} - \frac{M_c}{\eta_p i_p J_{\text{дв,р}} \omega_{\text{ном}}}.$$

Введя $\omega_{\text{ном}} = \pi n_{\text{ном}}/30$ и учтя, что $M_{\text{ном}} \omega_{\text{ном}} = P_{\text{ном}}$; $M_c \omega_{\text{ном}}/i_p = P_c$, можно преобразовать это уравнение в уравнение прямой в отрезках, отсекаемых на осях:

$$\frac{P_c/\eta_p}{a} + \frac{\varepsilon_c/\omega_c}{b} = 1,$$

где отрезки, отсекаемые на осях (P_c/η_p) и (ε_c/ω_c),

$$a = \lambda_M P_{\text{ном}}; \quad b = \frac{30 \lambda_M M_{\text{ном}}}{\pi n_{\text{ном}} J_{\text{дв,р}}}. \quad (15.22)$$

Выбор мощности двигателя по этой методике проводят следующим образом.

1. По формуле (15.13) определяют диапазон мощностей двигателя.
2. Зная $n_{\text{ном}}$ двигателей, определяют i_p , рассчитывают кинематику редуктора и оценивают J_p и η_p .

3. Для каждого двигателя строят вспомогательные прямые по вычисленным значениям a и b (рис. 15.11).

4. Проведя вертикаль из точки P_c/η_p , отложенной на оси абсцисс (точка A), по точкам ее пересечения с прямыми (точки B и C) находят отношения ε_c/ω_c , которые характерны для того или иного двигателя. Предпочтение следует отдать двигателю, который создает наибольшее ускорение (наибольшее отношение ε_c/ω_c), а из двигателей, создающих примерно одинаковые ускорения, — двигателю меньшей мощности.

§ 15.11. Выбор двигателя для следящей системы при синусоидальном законе движения

Для следящих систем стабилизации, работающих в условиях качки на кораблях и летательных аппаратах, определяющим является закон движения выходного вала, близкий к синусоидальному. В этом случае выбор двигателя осуществляют из следующих соображений.

Пусть $\omega_{c \max}$ — максимальная угловая скорость выходного вала, $\Omega = 2\pi/T$ — частота изменения угловой скорости, где T — период колебаний угловой скорости. Тогда закон изменения угловой скорости выходного вала имеет вид $\omega_c = \omega_{c \max} \sin \Omega t$, а углового ускорения входного вала

$$\epsilon_c = \dot{\omega}_c = \Omega \omega_{c \max} \cos \Omega t. \quad (15.23)$$

Если момент сопротивления на выходном валу близок к неизменно-му моменту трения, то суммарный момент, приведенный к валу двигателя, с учетом (15.23)

$$M_{\Sigma} = \left(J_{\text{дв}, p} + \frac{J_c}{i_p^2 \eta_p} \right) i_p \Omega \omega_{c \max} \cos \Omega t \pm \frac{M_c}{i_p \eta_p}. \quad (15.24)$$

Эквивалентный момент

$$M_{\text{эк}} = \sqrt{\left(\frac{M_c}{i_p \eta_p} \right)^2 + \left[\left(J_{\text{дв}, p} + \frac{J_c}{i_p^2 \eta_p} \right) i_p \Omega \frac{\omega_{c \max}}{\sqrt{2}} \right]^2}. \quad (15.25)$$

Поскольку в рассматриваемом режиме работы ускорение задано, целесообразно в отличие от (15.16) оптимальное передаточное отношение редуктора найти из условия наименьшего эквивалентного момента $\partial M_{\text{эк}} / \partial i_p = 0$:

$$i_{p \text{ опт}} = \sqrt[4]{\frac{(J_c \Omega \omega_{c \max})^2 + 2 M_c^2}{(\eta_p \omega_{c \max} \Omega J_{\text{дв}, p})^2}}. \quad (15.26)$$

Учитывая ранее изложенное, рекомендуют следующую методику выбора двигателя.

1. Определяют диапазон мощности двигателя $P = (1,2 \div 2,5) M_c \omega_{c \max}$ и по каталогу подбирают ряд двигателей с близкой мощностью.
2. Для каждого двигателя выбирают передаточное отношение редуктора так, чтобы обеспечить максимальную угловую скорость выходного вала при номинальной скорости вращения двигателя: $i_p = \omega_{\text{ном}} / \omega_{c \max}$.
3. Наметив тип редуктора, оценивают его КПД и момент инерции, приведенный к валу двигателя (обычно 5–25% от $J_{\text{дв}}$).
4. По (15.26) определяют $i_{p \text{ опт}}$. Предпочтение отдается двигателю, для которого $i_p \approx i_{p \text{ опт}}$, так как это приводит к наименьшему эквивалентному моменту, а следовательно, и к наименьшей мощности двигателя.

5. Вычислив $M_{\text{эк}}$ по (15.25), проверяют двигатель по условию нагрева $M_{\text{эк}} \leq M_{\text{ном}}$ и перегрузочной способности $M_{\Sigma \max} \leq \lambda_M M_{\text{ном}}$, где $M_{\Sigma \max}$ рассчитывают по (15.24), считая $\cos \Omega t = 1$.

§ 15.12. Выбор шагового двигателя

Принцип действия и вытекающие из него особенности работы шаговых двигателей (см. гл. 13) определяют и особенности выбора этих двигателей для систем автоматики. Особенно жесткие условия согласования двигателя и нагрузки предъявляют в разомкнутых системах автоматического привода (см. § 13.8), когда пропуск двигателем одного импульса приводит к ошибке в слежении, которую система исправить не в состоянии.

Выбор шагового двигателя проводят так же, как и двигателей с непрерывным управлением, методом последовательных приближений.

1. По известным из каталога шагу α и номинальной частоте приемистости $f_{\text{ном}}$ двигателя определяют необходимое передаточное отношение редуктора $i_p = f_{\text{ном}} \alpha / \omega_{\text{сmax}}$, где $\omega_{\text{сmax}}$ — максимальная заданная угловая скорость выходного вала. Проверяют, обеспечит ли это передаточное отношение заданную точность отработки углов поворота выходного вала системы $\Delta\delta$, т. е. удовлетворяется ли условие $i_p > (\alpha/\Delta\delta)$.

2. Производят выбор типа редуктора, распределяют общее i_p между ступенями и оценивают КПД η_p , а также момент инерции редуктора, приведенный к валу двигателя J'_p .

3. Определяют момент сопротивления, приведенный к валу двигателя: $M'_c = M_c / i_p \eta_p$ и по нему выбирают двигатель, номинальный момент которого близок к M'_c .

4. Не менее важным, чем момент сопротивления, является момент инерции нагрузки, приведенный к валу двигателя $J'_c = J_c / i_p^2 \eta_p$. Выбранный двигатель обеспечит работу без пропуска импульсов, если суммарный момент инерции нагрузки и редуктора, приведенный к валу двигателя, не превышает номинального значения, указанного в каталоге.

5. Если момент инерции $J'_c + J'_p$ больше номинального, а момент сопротивления M'_c отличается от номинального, то следует проверить, не превысит ли частота подачи импульсов, необходимая для обеспечения максимальной угловой скорости, допустимую при этой нагрузке частоту по динамическим характеристикам двигателя (см. рис. 13.19 и 13.20).

Проверку на нагрев шаговых двигателей не производят, так как они рассчитаны на длительный режим отработки импульсов, следующих с частотой приемистости.

§ 15.13. Выбор двигателей, работающих в заторможенном режиме

В системах гироскопической стабилизации для создания корректирующих моментов наряду со специальными, моментными двигателями (см. § 9.10 и 13.11) применяют двухфазные асинхронные двигатели с полым ротором. В этом случае асинхронные двигатели непрерывно работают в пусковом, заторможенном режиме и поэтому необходимо, чтобы они не перегревались.

Одним из основных требований к подобным двигателям является линейная зависимость пускового момента от управляющего сигнала, что не всегда возможно, особенно в области малых сигналов. Поэтому в качестве моментных следует применять двигатели, обладающие указанной линейностью, которая зависит как от самого двигателя, так и от усилителя, питающего его обмотку управления.

Передачная функция двухфазного асинхронного двигателя, работающего в качестве моментного, в первом приближении

$$W_m(p) = \frac{M_n(p)}{U_y(p)} = \frac{k_m}{T_{эм}p + 1}.$$

Электромагнитная постоянная времени $T_{эм}$ определяется индуктивностью и активным сопротивлением обмотки управления и обычно имеет порядок 0,05 с, а коэффициент передачи моментного двигателя $k_m \approx M_n/U_y$, где U_y , M_n — номинальное напряжение управления и соответствующий ему пусковой момент, указываемые в каталогах.

Выбор двигателя производят методом последовательных приближений. Важно, чтобы эквивалентный (среднеквадратичный) ток управления двигателя в заторможенном режиме не превышал номинального значения тока управления $I_{эж} \leq I_{ном}$. Для этого двигатель должен работать при пониженном напряжении $U_{эж} \leq U_{доп}$. При таком напряжении вращающий момент двигателя тоже будет пониженным: $M = k_m U_{доп}$. Необходимо, чтобы вращающий момент был не меньше требуемого максимального момента, приведенного к валу двигателя: $M \geq (M_{с\max}/i_p \eta_p)$.

Необходимость линейной зависимости между вращающим моментом, развиваемым двигателем, и управляющим сигналом с высокой точностью удовлетворяется в двигателях постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов и с управлением по цепи якоря. Однако щеточно-коллекторный узел обычных двигателей понижает надежность системы. Применение вентильных двигателей (см. § 13.9 и 13.11) устраняет этот недостаток.

Как показано в § 3.2, вращающий момент, развиваемый двигателем в пусковом режиме, $M = k_{эм} I_{я}$, где $I_{я} = U/R_{я}$. Коэффициент $k_{эм}$ рассчитывают по номинальным параметрам двигателя: $k_{эм} = (U_{ном} - I_{яном} R_{я})/\omega_{ном}$.

Схема с двигателем постоянного тока обладает высоким быстродействием, так как в передачной функции

$$W_m(p) = \frac{M_n(p)}{U_y(p)} = \frac{k_{эм}/R_{я}}{T_{эм}p + 1}$$

электромагнитная постоянная времени $T_{эм} = L_{я}/R_{я}$, как правило, не превышает 0,005 с, т. е. на порядок меньше, чем у двухфазных асинхронных и моментных двигателей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебнике рассмотрено современное состояние электромашинных устройств автоматики. Вместе с тем эта область элементов и устройств продолжает развиваться и совершенствоваться.

Перспективы развития электромашинных устройств автоматики тесно связаны с достижениями таких смежных областей техники, как металлведение, полупроводниковая электроника, вычислительная техника.

Совершенствование электромашинных устройств продолжается в следующих направлениях:

все шире в электрических машинах применяются индукторы, представляющие постоянные магниты на основе редкоземельных металлов, позволяющие уменьшить габариты и увеличить надежность устройств;

применение таких индукторов ведет к развитию моментных двигателей, встраиваемых в исполнительное устройство и не требующих редукторов;

совершенствование полупроводниковой электроники вызывает дальнейшее развитие таких типов исполнительных двигателей, как вентильные, шаговые, линейные, волновые, пьезоэлектрические и т. п.;

использование тиристоров позволит довести мощность вентильных двигателей до нескольких киловатт;

в то же время продолжается дальнейшая миниатюризация исполнительных двигателей, которая позволит осуществить привод фаланг «пальцев» роботов-манипуляторов;

развитие цифровой техники и, в частности, микропроцессоров, приведет к значительному расширению сферы применения и увеличению функциональных возможностей шаговых и других исполнительных двигателей, работающих как в замкнутых, так и в разомкнутых системах автоматики.

ПРИЛОЖЕНИЯ. ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ НЕКОТОРЫХ СЕРИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Таблица П.1. Основные технические данные генераторов постоянного тока серий П

Тип генератора	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Номинальный ток, А	Подводимая мощность, кВт	Число витков обмотки якоря	Сопротивление обмотки якоря и добавочных полюсов, Ом	Сопротивление последовательной обмотки возбуждения, Ом	Число витков обмотки возбуждения (на полюс)	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Число пар полюсов	Номинальная частота вращения, об/мин
П-21	115	0,37	3,2	0,53	1080	5,56	0,96	2500	320	2	1450
	230	0,37	1,6	0,53	2160	22,55	3,3	4600	1160		
П-22	115	0,6	5,2	0,8	630	2,3	0,6	1600	152	2	
	230	0,6	2,6	0,8	1296	10,0	2,16	3500	770		
П-31	115	1,0	8,7	1,3	576	1,56	0,34	2400	188	2	
	230	1,0	4,4	1,3	1152	6,9	1,32	5400	980		
П-32	230	1,5	6,5	1,8	720	3,17	0,58	3400	480	2	
	115	1,5	13,1	1,8	360	0,76	0,17	1800	122		
П-41	115	2,7	23,4	3,6	351	0,558	0,136	900	68,8	4	
	230	2,7	11,7	3,6	702	2,23	0,488	1600	214		
П-42	115	3,2	27,8	4,1	270	0,39	0,0534	750	50	4	
	230	3,2	13,9	4,1	513	1,56	0,3	1350	180		
П-51	115	5,0	43,4	6,2	217	0,191	0,03	700	32	4	
	230	5,0	21,7	6,2	434	0,78	0,112	1300	120		

Таблица П.2. Основные технические данные тахогенераторов постоянного тока серий СЛ, ТГ, ТГП, ТД

Тип тахогенератора	Удельная ЭДС, В/(об/с)	Удельная мощность, Вт/(об/с)	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Максимальный ток нагрузки, А	Максимальная частота вращения, об/мин	Максимальный вращающий момент на холостом ходу, Н·см	Момент инерции якоря, кг·м ²	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Статический момент сопротивления возбужденной машины, Н·см
СЛ-121	1,1	0,0075	170	0,1	3500	1,4	0,5	110	0,05	970	0,35
СЛ-161	1,2	0,0085				2,1	0,53			1770	0,38
СЛ-221	1,5	0,013	117	0,2	3700	1,1	1,4	110	0,05	1750	0,7
СЛ-261		0,044	51		3600	1,2	2,0		0,08	1400	
ТГ-1	0,42	—	—	0,01	1100	—	—	27	0,3	—	3,0
ТГ-2	1,27			0,02	2400						
ТГ-3	1,0			0,1	4000						
ТГП-1	0,42	—	—	0,1	7000	—	—	—	—	—	0,5

Тип тахогенератора	Удельная ЭДС, В/(об/с)	Удельная мощность, Вт/(об/с)	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Максимальный ток нагрузки, А	Максимальная частота вращения, об/мин	Максимальный вращающий момент на холостом ходу, Н·см	Момент инерции якоря, кг·м ²	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Статический момент сопротивления возбужденной машины, Н·см
ТД-101	1,4	0,02	330	0,1	1500	0,7	0,63	110	0,065	1650	0,5
ТД-102	3,3	0,028				0,7	0,63		0,065	1710	
ТД-103	6,6	0,041				0,8	2,0		0,06	1740	
ТД-103-ПМ	6,0	0,051	700	0,1	1000	1,0	2,0	—	—	—	0,7
ТД-201	7,7	0,077	780	0,2	1000	1,2	2,4	110	0,10	1090	0,8
ТД-201-ПМ	14,4	0,288	750				5,75	—	—	—	1,2
ТД-110	3,0	—	—	0,15	3000	3,0	0,7	—	—	—	—
ТД-121	0,72	0,0045		0,037	4500		—	6			
ТД-263	1,08	0,002		0,12	3600		—	24			

Таблица П.3. Основные технические данные электромашинных усилителей серии ЭМУ

Тип ЭМУ	Номинальная мощность, кВт	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Число обмоток
ЭМУ-3А	0,2	$\frac{60}{115}$	$\frac{3,33}{1,82}$	2850	2—4
ЭМУ-3П	0,3	$\frac{60}{115}$	$\frac{5,0}{2,72}$	5000	
ЭМУ-5А	0,5	$\frac{60}{115}$	$\frac{8,3}{4,5}$	2850	
ЭМУ-5П	0,7	$\frac{60}{115}$	$\frac{11,7}{5,4}$	5000	
ЭМУ-12А	1,0	$\frac{60}{115}$	$\frac{16,7}{10,4}$	2900	
	1,2				
	1,0	$\frac{60}{115}$	$\frac{16,7}{8,7}$	2850	
	1,2				

Продолжение табл. П.3

Тип ЭМУ	Номинальная мощность, кВт	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Число обмоток
ЭМУ-12П		115	10,4		
	1,5		13,0	4000	
ЭМУ-25	1,2	$\frac{115}{230}$	$\frac{10,4}{5,2}$	2925	
	2,5	$\frac{115}{230}$	$\frac{21,7}{10,9}$		
ЭМУ-50	2,2	$\frac{115}{230}$	$\frac{19,1}{9,6}$	1440	
	4,5		19,6	2935	
ЭМУ-70	3,5	$\frac{115}{230}$	$\frac{30,4}{15,2}$	1450	
	7,0		30,4	2900	

Таблица П.4. Специальные данные ЭМУ

Тип ЭМУ	Постоянная времени, с		Коэффициент усиления	
	обмотки управления	короткозамкнутой цепи	по напряжению	по мощности, не более
ЭМУ-3А	0,035	0,03	16—20	600
ЭМУ-3П	0,04		18—20	1500
ЭМУ-5А	0,05	0,04	10—12	2500
ЭМУ-5П	0,06		14—18	2500/4000
ЭМУ-12А		0,05	10—17	2500
ЭМУ-12П				
ЭМУ-25	0,03—0,06	0,03—0,05	16—25	4000
ЭМУ-50				5000
ЭМУ-70				7000

Таблица П.5. Основные технические данные двигателей постоянного тока серии ПН

Тип двигателя	Номинальная мощность, кВт	Номинальное напряжение, В	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Наибольшая частота вращения при ослаблении поля, об/мин	Момент инерции якоря, кг·м ²
ПН-2,5	0,7	110	2870	8,5	2870	0,12
	0,25	110	1440	3,5	2870	
	0,7	220	2870	4,3	2870	
	0,25	220	1440	1,75	2870	
ПН-5	1,0	110	2800	11,7	2800	0,3
	0,75	110	2000	9,0	2500	
	0,52	110	1450	6,6	2000	
	0,30	110	960	4,1	1920	
	1,0	220	2800	5,85	2800	
	0,75	220	2000	4,5	2500	
	0,52	220	1450	3,3	2000	
	0,30	220	960	2,1	1920	
ПН-10	2,4	110	2850	26,6	2850	0,8
	1,6	110	2000	18,0	2600	
	1,0	110	1420	12,2	2500	
	0,65	110	980	8,5	1960	
	2,4	220	2850	13,3	2850	
	1,6	220	2000	9,0	2600	
	1,0	220	1420	6,1	2500	
	0,65	220	980	4,25	1960	
	1,0	440	1450	3,0	1800	

Таблица П.6. Основные технические данные двигателей постоянного тока серии МИ

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Номинальный ток якоря, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Мощность возбуждения, Вт	Момент инерции якоря, кг·м ²	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Статический момент трения, Н·см	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом
МИ-11	60	0,12	2,86	3000	19	0,06	0,46	10	223
		0,1	2,27	2000			0,94		
	110	0,12	1,53	3000			1,48		642
МИ-12	60	0,2	4,57	3000	21	0,08	0,23		218
		0,12	2,72	2000			0,52		
	110	0,2	2,46	3000			0,765		560
		0,12	1,46	2000			1,74		
МИ-21	60	0,25	5,6	3000	15	0,14	0,284		306
		0,2	4,3	2000			0,645		
	110	0,25	3,05	3000			0,945		
		0,2	2,33	2000			2,2		827

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, кВт	Номинальный ток якоря, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Мощность возбуждения, Вт	Момент инерции якоря, кг·м ²	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Статический момент трения, Н·см	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом
МИ-22	60	0,37	8,2	3000	16	0,16	0,195	15	264
		0,25	5,5	2000			0,36		934
	110	0,12	2,6	1000			1,44		
		0,37	4,4	3000			0,546		
МИ-31	60	0,25	2,9	2000	40	0,36	1,29	25	790
		0,12	1,4	1000			4,58		
		0,45	10,3	3000			0,204		145
		0,37	8,2	2000			0,405		
	110	0,2	4,4	1000			1,32		
		0,45	5,6	3000			0,585		
		0,37	4,4	2000			1,16		460
		0,2	2,4	1000			3,93		

Таблица П.7. Основные технические данные двигателей постоянного тока серии СЛ

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, Вт	Номинальный ток возбуждения, А	Номинальный ток якоря, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный вращающий момент Н·см	Момент инерции якоря, кг·см ²	Пусковой момент, Н·см	Статический момент трения, Н·см	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Коэффициент самовозбуждения				
СЛ-121	110	5,0	0,07	0,21	4800	1,4	—	—	—	1030	130	—				
СЛ-161		7,5	0,08			2,1				1800						
СЛ-221		13	0,05	0,35	3700	3,5				0,14	9,0		0,8	1750	117	230
СЛ-221А					3600											
СЛ-240	24	19	0,32	2,5	4500	4,0	20	—	—	1400	51	140				
СЛ-261	110	24	0,08	0,5	3600	6,5							0,2	0,8		
СЛ-261А				0,42	2500											
СЛ-281	24	26	0,26	2,4	5200	5	0,2	12,5	0,8	92	1,15	0,5				
СЛ-321	110	38	0,11	0,7	3000	12,5	0,6	31	1,3	1010	25,8	130				
СЛ-361		50	0,8	0,85		16	0,7	40		1160	20,5	115				
СЛ-369		55	—	0,9	3800	15	45	—		—	15,2	90				
СЛ-369А				0,1	3600											

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальная мощность, Вт	Номинальный ток возбуждения, А	Номинальный ток якоря, А	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный вращающий момент, Н·см	Момент инерции якоря, кг·см ²	Пусковой момент, Н·см	Статический момент трения, Н·см	Сопротивление обмотки возбуждения, Ом	Сопротивление обмотки якоря, Ом	Коэффициент самондукции якоря
СЛ-369Б	220	45	—	0,4	3800	12	0,7	—	—	—	—	—
СЛ-521	110	77	0,1	1,2	3000	25	1,7	65	3,5	820	8,5	58
СЛ-521К		20	—	0,5	1000	20		63,5		900	74	360
СЛ-569		175	0,11	2,2	3400	47,5	2,7	92,5		820	3,6	30
СЛ-569К		36	—	0,8	850	42		102		492	40	290
СЛ-571К	24	95	7	2200	75			29		0,31	2	
СЛ-621	110	172	0,16	2,3	2400	70	6,75	125	3,8	560	3,0	35
СЛ-661		230	0,18	2,9	2400	92,5	9,35	155		520	1,75	25

Таблица П.8. Элементы схем включения двигателей серии ДПМ

Тип двигателя	R_b , Ом	$R_{доп}$, Ом	C , мкФ	Марка диода	R_1 , Ом	Марка триода
ДПМ-20-НЗ-01	—	$\frac{200}{\geq 2 \text{ Вт}}$	$\frac{0,01}{\geq 100 \text{ В}}$	—	—	—
ДПМ-20-НЗ-09	—	$\frac{200}{\geq 2 \text{ Вт}}$	$\frac{0,02}{\geq 100 \text{ В}}$	—	—	—
ДПМ-20-НЗ-09А	—	$\frac{200}{\geq 2 \text{ Вт}}$	$\frac{0,01}{\geq 100 \text{ В}}$	—	—	—
ДПМ-25-НЗ-01А	—	$\frac{750}{\geq 2 \text{ Вт}}$	—	Д226	$\frac{1100}{\geq 0,5 \text{ Вт}}$	П304
ДПМ-25-НЗ-01Б	—	$\frac{390}{\geq 2 \text{ Вт}}$	$\frac{0,25}{\geq 100 \text{ В}}$	Д226	—	—
ДПМ-25-НЗ-02А	—	$\frac{200}{\geq 2 \text{ Вт}}$	$\frac{0,01}{\geq 100 \text{ В}}$	Д226	—	—
ДПМ-25-НЗ-03Б	—	$\frac{100}{\geq 1 \text{ Вт}}$	$\frac{1,0}{\geq 100 \text{ В}}$	Д226	—	—
ДПМ-30-НЗ-01	$\frac{3}{\geq 4 \text{ Вт}}$	$\frac{100}{\geq 4 \text{ Вт}}$	$\frac{0,01}{\geq 100 \text{ В}}$	—	—	—
ДПМ-30-НЗ-02	$\frac{3}{\geq 3 \text{ Вт}}$	$\frac{100}{\geq 2 \text{ Вт}}$	$\frac{0,01}{\geq 100 \text{ В}}$	—	—	—

Таблица П.9. Основные технические данные двигателей серии ДПМ-20 исполнений Н1 и Н2

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный вращающий момент, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Номинальный ток холостого хода, А	Пусковой момент, Н·см	Пусковой ток, А	Момент холостого хода, Н·см	Напряжение трогания, В	Падение напряжения в щеточных контактах, В	Сопротивление обмотки якоря, Ом
ДПМ-20-Н1/Н2-01	29	0,05	9000	0,075	0,05	0,6	0,7	0,1	5,0	1,4	81
ДПМ-20-Н1/Н2-02	27	0,10	4000	0,07	0,05	0,2	0,25	0,09	7,0	1,4	218
ДПМ-20-Н1/Н2-04	6	0,02	2000	0,06	0,05	0,06	0,33	0,09	2,3	0,5	35,5
ДПМ-20-Н1/Н2-05	14	0,02	2000	0,05	0,04	0,1	0,14	0,09	6,0	0,5	218
ДПМ-20-Н1/Н2-06	27	0,15	9000	0,15	0,06	0,6	1,0	0,1	4,2	1,4	54
ДПМ-20-Н1/Н2-07	27	0,2	6000	0,15	0,05	0,5	0,65	0,1	4,8	1,4	84
ДПМ-20-Н1/Н2-08	27	0,2	4500	0,15	0,06	0,4	0,4	0,09	5,5	1,4	132
ДПМ-20-Н1/Н2-11	12	0,15	9000	0,35	0,13	0,6	2,3	0,1	1,6	0,5	10
ДПМ-20-Н1/Н2-12	12	0,2	6000	0,3	0,12	0,5	1,7	0,1	1,75	0,5	14,9
ДПМ-20-Н1/Н2-12А	14	0,18	6000	0,25	0,11	0,5	1,1	0,1	2,6	0,5	28
ДПМ-20-Н1/Н2-13	12	0,15	4500	0,25	0,11	0,4	0,9	0,09	2,4	0,5	28
ДПМ-20-Н1/Н2-14	12	0,1	2500	0,1	0,05	0,2	0,35	0,09	3,4	0,5	71,5
ДПМ-20-Н1/Н2-16	6	0,1	9000	0,55	0,3	0,6	4,3	0,1	0,95	0,5	2,2
ДПМ-20-Н1/Н2-17	6	0,15	6000	0,5	0,25	0,6	2,6	0,1	1,15	0,5	4,0

Таблица П.10. Основные технические данные двигателей серии ДПР-2 исполнений Н1 и Н2

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный вращающий момент, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Ток холостого хода, А	Момент холостого хода, Н·см	Пусковой момент, Н·см	Пусковой ток, А	Напряжение трогания, В	Падение напряжения в щеточных контактах, В	Сопротивление обмотки якоря, Ом
ДПР-2-Н1/Н2-01	12	0,1	9000	0,145	0,035	0,022	0,4	0,9	0,8	0,2	23
ДПР-2-Н1/Н2-02	12	0,12	6000	0,13	0,03	0,02	0,3	0,59	0,9	0,2	36,4
ДПР-2-Н1/Н2-05	6	0,1	9000	0,29	0,085	0,022	0,4	1,85	0,5	0,2	5,78
ДПР-2-Н1/Н2-06	6	0,1	6000	0,23	0,063	0,02	0,26	1,0	0,6	0,2	10,8
ДПР-2-Н1/Н2-07	6	0,1	4500	0,175	0,04	0,019	0,26	0,75	0,6	0,2	14,3
ДПР-2-Н1/Н2-08	6	0,1	2500	0,13	0,025	0,018	0,2	0,46	0,7	0,2	24,4
ДПР-2-Н1/Н2-13	6	0,02	6000	0,066	0,04	0,02	0,16	0,75	0,7	0,2	14,6

Таблица П.11. Основные технические данные комплектных тиристорных электроприводов серии ПТЗР

Тип привода	Номинальная мощность, кВт	Регулируемая частота вращения, об/мин
ПТЗР-6/110-22/1500	0,6	1,5 – 1500
ПТЗР-6/110-22/2200	0,85	1,1 – 2200
ПТЗР-6/110-22/3000	1,0	1,5 – 3000
ПТЗР-6/110-23/1500	0,85	1,5 – 1500
ПТЗР-6/110-23/2200	1,15	1,1 – 2200
ПТЗР-6/110-23/3000	1,3	1,5 – 3000
ПТЗР-6/110-32/1000	0,8	1,0 – 1000
ПТЗР-6/110-32/1500	1,2	1,5 – 1500
ПТЗР-6/110-32/2200	1,5	1,1 – 2200
ПТЗР-6/110-33/1000	1,0	1,0 – 1000
ПТЗР-6/110-33/1500	1,6	1,5 – 1500
ПТЗР-6/110-42/1000	1,4	1,0 – 1000
ПТЗР-6/110-42/1500	2,1	1,5 – 1500
ПТЗР-6/110-43/1000	1,9	1,0 – 1000
ПТЗР-6/220-22/1500	0,6	1,5 – 1500
ПТЗР-6/220-22/2200	0,85	1,1 – 2200
ПТЗР-6/220-22/3000	1,0	1,5 – 3000
ПТЗР-6/220-23/1500	0,85	1,5 – 1500
ПТЗР-6/220-23/2200	1,15	1,1 – 2200
ПТЗР-6/220-23/3000	1,3	1,5 – 3000
ПТЗР-6/220-32/1000	0,8	1,0 – 1000
ПТЗР-6/220-32/1500	1,2	1,5 – 1500
ПТЗР-6/220-32/2200	1,5	1,1 – 2200
ПТЗР-6/220-32/3000	1,75	1,5 – 3000
ПТЗР-6/220-33/1000	1,0	1,0 – 1000
ПТЗР-6/220-33/1500	1,6	1,5 – 1500
ПТЗР-6/220-33/2200	2,1	1,1 – 2200
ПТЗР-6/220-42/1000	1,4	1,0 – 1000
ПТЗР-6/220-42/1500	2,1	1,5 – 1500
ПТЗР-6/220-43/1000	1,9	1,0 – 1000

Таблица П.12. Основные технические данные однофазных асинхронных двигателей с пусковым сопротивлением серии АОЛБ

Тип двигателя	Номинальная мощ- ность, Вт	Номинальная ча- стота вращения, об/мин	Номинальный ток, А			КПД, %	Коэффициент мощ- ности cos φ	Кратность пусково- го тока $I_{п}/I_{ном}$	Кратность пусково- го момента $M_{п}/M_{ном}$	Перегрузочная способность $M_{пиз}/M_{ном}$	Момент инерции ротора, кг·см ²
			при номинальном напряжении, В								
			127	220	380						
АОЛБ-011-4	18	1370	1,05	0,61	0,35	22	0,62	6,5	1,0	1,4	30
АОЛБ-012-4	30	1390	0,38	0,8	0,46	28	0,62	6,5	1,0	1,4	35
АОЛБ-11-4	50	1420	1,9	1,1	0,65	34	0,62	7,5	1,2	1,8	55
АОЛБ-12-4	80	1420	2,5	1,45	0,85	41	0,62	7,5	1,2	1,8	65
АОЛБ-21-4	120	1420	3,3	1,9	1,1	47	0,62	7,5	1,2	1,8	130
АОЛБ-22-4	180	1420	4,3	2,5	1,45	53	0,62	7,5	1,2	1,8	160
АОЛБ-31-4	270	1440	5,7	3,3	1,9	60	0,62	8,0	1,2	1,9	375
АОЛБ-32-4	400	1440	7,6	4,4	2,55	67	0,62	8,0	1,2	1,9	525
АОЛБ-011-2	30	2880	0,85	0,49	0,28	41	0,68	8,0	1,0	1,4	30
АОЛБ-012-2	50	2880	1,18	0,68	0,39	48	0,7	8,0	1,0	1,4	35
АОЛБ-11-2	80	2890	1,75	1,0	0,6	51	0,72	7,5	1,0	2,2	55
АОЛБ-12-2	120	2890	2,4	1,4	0,8	55	0,72	7,5	1,0	2,2	65
АОЛБ-21-2	180	2890	3,3	1,9	1,1	59	0,72	7,5	1,0	2,2	130
АОЛБ-22-2	270	2890	4,7	2,7	1,5	63	0,72	7,5	1,0	2,2	160
АОЛБ-31-2	400	2920	6,55	3,8	2,15	66	0,72	9,0	1,0	2,2	250
АОЛБ-32-2	600	2940	9,5	5,5	3,2	69	0,72	9,0	1,0	2,2	400

Таблица П.13. Основные технические данные двухфазных асинхронных двигателей с полным ротором серии АДП

Тип двигателя	Номинальная частота, Гц	Номинальная мощность, Вт	Потребляемая мощность, Вт	Номинальная частота вращения, об/мин	Частота вращения холостого хода, об/мин	Номинальный вращающий момент, Н·см	Пусковой момент, Н·см	Обмотка возбуждения (сетевая)										Обмотка управления										Момент трения, Н·см	Маховый момент, кг·см ²
								Номинальное напряжение, В	Номинальный ток, А	Номинальная мощность, Вт	Емкость в цепи, мкФ	Активное сопротивление, Ом	Максимальное напряжение, В	Напряжение трогания, В	Номинальный ток управления, А	Ток управления при пуске, А	Номинальная мощность, Вт	Активное сопротивление, Ом	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток управления, А	Ток управления при пуске, А	Номинальная мощность, Вт	Активное сопротивление, Ом						
АДП-1	500	3,7	21	9000	9500	0,4	0,55	120	0,36	28	0,30	—	35	1,5	0,15	0,22	6	—	0,312	—									
АДП-120		2,4	36	4000	5000	0,6	1,0		0,3	28	0,25	—	110		0,18		8	—	0,33	—									
АДП-123		4,1	25			1,0	1,4	110	0,18	16	0,3	—	120	—		—	9		0,314	—									
АДП-123Б		8,9	38	6000	7000	1,45	1,7		0,27	26	0,5	—	110		0,22		12												
АДП-262	50	9,5	47,5	1850	2650	5,0	9,0		0,23	23	2,5	190	125	2,0	0,58	0,6	26	38	0,08	0,67									
АДП-263	500	24	75	6000	8800	4,0	5,9	52	0,78	38	1,38	49	165		0,37	0,42	38	10	0,12										
АДП-263А		27,8	92			4,5	6,55	35	1,38	42	3,9	3,5	270	3,0	0,51	0,56	42	28		0,746									
АДП-362	50	19	65,5	1950	2650	9,5	17	110	0,6	45	6,5	36	120	1,5	0,65	0,75	25	21	0,13	1,57									
АДП-363		35	103	6000	8600	5,7	7,0		0,55	53		11,5	120		1,2	1,7	55	3	0,1	1,18									
АДП-363А	500	46,4	133			7,5	8,5	36	2,0	65	6,6	1,22	240	3,0	0,65	0,92	68	11	0,2	1,93									
АДП-562	50	41	120	2000	2650	20	35	110	0,88	88	11,0	17	160		0,73	1,15	35	13	0,22	5,1									
АДП-563А	500	70,5	200	6000	8600	11,4	12	36	3,6	105	14,4	2,4	240		0,9	1,25	76	5	0,44	4,71									

Таблица П.14. Основные технические данные двухфазных асинхронных двигателей серии ДКМ (малонерционные)

Тип двигателя	Номинальная мощность, Вт	Номинальное напряжение обмоток, В		Потребляемый ток обмоток, А		Емкость в цепи обмотки возбуждения, мкФ	Номинальная частота, Гц	Пусковой момент, Н·см	Номинальный момент, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин	Электромеханическая постоянная времени, с
		возбуждения	управления	возбуждения	управления						
ДКМ-0,16-12	0,16	36	36	0,18	0,20	1,3	400	0,084	0,048	4000	0,015
ДКМ-0,4-12	0,4	36	36	0,2	0,20	1,2	400	0,18	0,096	5000	0,02
ДКМ-1-12	1,0	115	36	0,16	0,25	0,2	400	0,54	0,24	5000	0,025
ДКМ-2,5-12	2,5	115	36	0,25	0,45	0,3	400	1,08	0,54	5500	0,03
ДКМ-6-12	6,0	115	36	0,35	0,55	0,5	400	1,92	1,27	5500	0,03
ДКМ-16-12	16	115	80	0,85	0,75	1,4	400	5,05	3,42	5500	0,05
ДКМ-25-12	25	115	80	0,65	0,60	1,2	400	6,0	4,8	6100	0,10
ДКМ-40-12	40	115	80	1,2	0,85	2,0	400	7,2	6,0	8000	0,15

Таблица П.15. Основные технические данные асинхронных двухфазных управляемых двигателей с полым ротором серий ДА, ДИД и ИД

Тип двигателя	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В		Номинальное напряжение обмотки управления, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток обмотки возбуждения, А		Номинальный ток обмотки управления, А	Номинальная мощность, Вт	Номинальный вращающий момент, Н·см	Пусковой момент, Н·см	Момент инерции ротора, 10 ⁻⁴ кг·см ²	Электромеханическая постоянная времени, мс	Номинальная частота вращения, об/мин	Емкость в цепи обмотки возбуждения, мкФ
ДАД8-300/400	110		400	6,15	5,3	300	83	160				70	3 500	—
ДАД10-200/400				4,5	4,2	200	70	140				80	2 500	
ДА6-2/400	15			1,3	1,3	2,0		1,0					3 250	15
ДАТ6-5/400	110	55		0,32	0,52	4,8		2,3					4 000	0,25
ДИД-0,1Т	110	55		0,08	0,07	0,1	0,015	0,026	2,25	90	13 000	—		
ДИД-0,5				0,15	0,11	0,25	0,03	0,05	4,5	100				
ДИД-0,6Т				0,2	0,12	0,6	0,065	0,1	7,5	50	16 000			
ДИД-0,5Т				0,15	0,11	0,3	0,035	0,07	4,5	80	14 000			
ДИД-1А				0,18	0,1	1,0	0,1	0,16	7	55	18 000			
ДИД-1Т				0,25	0,135		0,09			38				
ДИД-2А	36	30		0,27	0,12	2,0	0,18	0,34	9	44	18 000			
ДИД-2Т				0,4	0,23					32				

Тип двигателя	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В		Номинальное напряжение обмотки управления, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток обмотки возбуждения, А		Номинальный ток обмотки управления, А	Номинальная мощность, Вт	Номинальный вращающий момент, Н·см	Пусковой момент, Н·см	Момент инерции ротора, 10 ⁻⁴ кг·см ²	Электрохимическая постоянная времени, мс	Номинальная частота вращения, об/мин	Емкость в цепи обмотки возбуждения, мкФ
ДИД-3А	36	30			0,7	0,40	3,0	0,5	1,0	24	26	9 000	—	
ДИД-3Т						0,47	3,6	0,56						8 000
ДИД-5А					0,6	0,35	5,0	1,0	2,0	250	52	6 000		
ДИД-5Т						0,5		1,2						
ИД-1Д	15			200	—	—	1,0	0,18	0,35			10 500	—	
ИД-1ДГ	22			250				0,2				8 000		
ИД-2	15			400				1,2				1,2		2,0
ИД-9	200	110	50	0,8	0,3	9	6,0	—				1 600	6,5	
ИД-14	220	136		0,3	0,36	14	8,5	12,5				3		

Таблица П.16. Основные технические данные двухфазных асинхронных управляемых двигателей с полым ротором серии ЭМ

Тип двигателя	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальное напряжение обмотки управления, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток обмотки возбуждения, А	Номинальный ток обмотки управления, А	Номинальная мощность, Вт	Номинальный вращающий момент, Н·см	Пусковой момент, Н·см	Электрохимическая постоянная времени, мс	Номинальная частота вращения, об/мин	Емкость в цепи обмотки возбуждения, мкФ
ЭМ-0,2М	115	60	400	0,15	0,2	0,2	0,1	0,2	20	2500	0,3
ЭМ-0,5		115		0,16	0,035	0,5	0,2	0,4	25	2500	0,25
ЭМ-0,5М		60		0,20	0,15	0,5	0,25	0,5	15	2000	0,25
ЭМ-1		115		0,25	0,055	1,0	0,32	0,65	30	2000	0,3
ЭМ-1М		60		0,25	0,20	1,0	0,4	0,7	15	2500	0,3
ЭМ-2		115		0,35	0,11	2,0	0,8	1,7	35	2000	0,5
ЭМ-2М		60		0,30	0,25	2,0	0,6	1,5	20	4000	0,45
ЭМ-4		115		0,50	0,15	2,0	1,8	3	80	2000	0,8

Тип двигателя	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальное напряжение обмотки управления, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток обмотки возбуждения, А	Номинальный ток обмотки управления, А	Номинальная мощность, Вт	Номинальный вращающий момент, Н·см	Пусковой момент, Н·см	Электрохимическая постоянная времени, мс	Номинальная частота вращения, об/мин	Емкость в цепи обмотки возбуждения, мкФ
ЭМ-4А	115	115	400	0,50	0,16	4,0	1,4	2,8	40	2000	0,75
ЭМ-4М		60		0,45	0,30	4,0	1,2	2,2	25	3300	0,75
ЭМ-8		80		0,90	0,42	8,0	2,0	4,5	45	3300	1,8
✓ ЭМ-8М		80		0,50	0,80	8,0	2,0	3,2	30	3300	0,8
✓ ЭМ-15		50		1,20	0,65	15	3,4	6,0	50	4000	2,5
ЭМ-15М		80		1,0	0,90	15	3,7	6,0	35	4000	1,6
ЭМ-25		50		1,80	0,85	25	5,8	7,6	100	4000	3,0
ЭМ-25М		80		1,20	1,20	25	5,8	9,0	40	4200	2,4
ЭМ-50		50		2,0	1,45	50	8,0	9,0	170	4200	4,5
ЭМ-50М		80		2,0	2,0	50	9,5	12,0	50	5000	3,0
ЭМ-2-12		50		0,25	0,125	50	0,45	0,65	40	5000	0,35
ЭМ-8-12		50		0,35	0,25	50	1,3	1,8	45	6000	0,75

Таблица П.17. Основные технические данные асинхронных двигателей серии АПН

Тип двигателя	Номинальная мощность, Вт	Номинальная частота враще- ния, об/мин	Номинальный ток статора, А		КПД, %	Коэффициент мощности cos φ	Кратность пус- кового тока $I_{п}/I_{ном}$	Кратность пус- кового момента $M_{п}/M_{ном}$	Перегрузочная способность $M_{пиз}/M_{ном}$
			при номиналь- ном напряже- нии, В						
			220	380					
АПН-011-2	80	2750	0,50	0,29	56	0,75	4,0	1,3	1,7
АПН-012-2	120	2750	0,78	0,45	60	0,72	4,5	1,5	1,7
АПН-011-4	50	1390	0,55	0,32	42	0,58	3,0	1,3	1,7
АПН-11-2	180	2790	1,30	0,75	62	0,74	5,0	2,0	2,0
АПН-12-2	270	2800	1,50	0,87	66	0,75	4,5	2,0	2,0
АПН-21-2	400	2880	2,15	1,24	70	0,75	5,0	2,0	2,0

Таблица П.18. Основные технические данные асинхронных тахогенераторов серий ТД, АТ, ТГ

Тип тахогенератора	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальный ток возбуждения, А	Номинальная частота, Гц	Крутизна характеристики, В/(об/мин)	Максимальная частота вращения, об/мин
ТД-1	110	0,15	50	0,008	2400
ТД-2	127	0,13	50	0,008	2400
АТ-231	110	0,25	400 — 500	0,0075	4000
АТ-261	110	0,22	400	—	4000
ТГ-4	110	0,30	400	0,01	6000
ТГ-5А	115	0,06	400	0,0012	9000

Таблица П.19. Основные технические данные асинхронных двигателей-тахогенераторов с полым немагнитным ротором серии ДГ

Тип двигателя- тахогенератора	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальная частота, Гц	Номинальный ток воз- буждения, мА	Номинальная мощ- ность, Вт	Номинальный вращаю- щий момент, Н·см	Момент инерции рото- ра, 10 ⁻⁴ кг·см ²	Электромеханическая постоянная времени, мс	Максимальная частота вращения, об/мин	Нулевое напряжение та- хогенератора, мВ	Крутизна характери- стики, 10 ⁻⁴ В/(об/мин)
ДГ-0,1Т	36	400	80	0,07	0,015	5	120	9000	60	2,5
ДГ-0,5А			100	0,5	0,065	13	94	14000	200	4
ДГ-0,5Т			130				100	13000	100	3
ДГ-1А			100	1,0	0,08	8	86	16000	200	10
ДГ-1Т			120		0,09		68	15000		
ДГ-2А			100	2,0	0,16	11	46	18000		
ДГ-2Т			120		0,18		52	16000		
ДГ-3А			80	3,0	0,5	37	36	9000	100	
ДГ-3Т			100				8000			
ДГ-5А			80	5,0	1,0	40	80	6000		
ДГ-5Т	100	1,2	30							

Т а б л и ц а П.20. Основные технические данные синусно-косинусных вращающихся трансформаторов серий СК-БГ, СК-МГ

Тип трансформатора	Номинальное напряжение, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Статический момент трения, Н·см	Угол поворота, град	Полное входное сопротивление холостого хода, Ом
СК-БГ СК-МГ	110 10	50 50	0,733 —	8,5 2,0	Неограниченный	— 310

Т а б л и ц а П.21. Основные технические данные синусно-косинусных вращающихся трансформаторов серии СКВТ

Тип трансформатора	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Полное входное сопротивление холостого хода при частоте 50 Гц, Ом	Угол поворота, град	Материал магнитопровода
И6.713.009	110 или 220	427 – 500	0,564	700	Неограниченный	Пермаллой
И6.713.010	110		0,75	270		
И6.713.011						
И6.713.012	110 или 220		0,96	3000	Ограничен ± 360	
И6.713.015			3100			
И6.713.016			0,565	700	Неограниченный	Сталь Э4
И6.713.017			0,565	950		
И6.713.018	1000					
И6.713.020	110		270	Ограничен ± 360	Пермаллой	
И6.713.021	110 или 220		0,96	1100		
И6.713.030			0,54	4100		Неограниченный
И6.713.031			0,96			
И6.713.033			0,565	1000		Ограничен ± 360
И6.713.034 И6.713.035			0,54 0,96	4100		
И6.713.043	110 или 220		0,95	950	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.044			0,102			
И6.713.047 И6.713.048			0,96	700	Ограничен ± 360	Пермаллой

Тип трансформатора	Номинальное напряжение обмотки возбуждения, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Полное входное сопротивление холостого хода при частоте 50 Гц, Ом	Угол поворота, град	Материал магнитопровода
И6.713.049	110 или 220	427 – 500	0,95	950	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.050			0,565			Сталь Э4
И6.713.204	110		0,95	480		Пермаллой
И6.713.205 И6.713.206	110 или 220			1000		
И6.713.229	110		0,565	440	Ограничен ± 360	Сталь Э4АА
И6.713.254				480		Пермаллой
И6.713.255	110 или 220		0,95	1000		
И6.713.557	110		0,575	800	Неограниченный	Сталь Э4АА
И6.713.558	60		0,104	850		Пермаллой
И6.713.559			0,575	850		Сталь Э4АА
И6.713.597	110			800		Пермаллой

Таблица П.22. Основные технические данные синусно-косинусных вращающихся трансформаторов серии МВТ

Тип трансформатора	Номинальное напряжение, В	Номинальная частота, Гц	Коэффициент трансформации	Выходное сопротивление холостого хода, Ом	Статический момент трения, Н·см	Номинальная частота вращения ротора, об/мин	Материал магнитопровода	
8МВТ-10П	50	400 ± 20	0,56	800	0,8	60	Пермаллой	
15МВТ-10П			1,0					
30МВТ-5П			0,56	1500				
20МВТ-10П				3000				
				2000				

Таблица П.23. Основные технические данные универсальных коллекторных двигателей серии УЛ

Тип двигателя	Номинальная мощность, Вт	Номинальная частота вращения, об/мин	Ток двигателя, А				КПД, %		cos φ	Момент инерции ротора, кг·см²
			при номинальном напряжении, В				при номинальном токе	при переменном токе		
			110	127	210	220				
УЛ-02	10	8000	0,27	0,26	0,14	0,15	34	34	0,9	0,4
УЛ-03	18	8000	0,41	0,39	0,2	0,23	40	40	0,9	1,25
УЛ-041	30	8000	0,54	0,55	0,27	0,32	50	50	0,85	3,75
УЛ-042	50	8000	0,82	0,84	0,41	0,49	55	55	0,85	5,0
УЛ-051	80	8000	1,25	1,28	0,63	0,74	58	58	0,85	12,5
УЛ-052	120	8000	1,82	1,85	0,9	1,1	60	60	0,85	17,5
УЛ-061	180	8000	2,64	2,68	1,3	1,6	62	62	0,85	32,5
УЛ-062	270	8000	3,84	3,7	1,9	2,1	64	64	0,9	40
УЛ-071	400	8000	5,7	5,45	2,85	3,15	64	64	0,9	70
УЛ-072	600	8000	8,55	8,15	4,3	4,7	64	64	0,9	87,5
УЛ-02	5	5000	0,2	0,21	0,1	0,12	22	22	0,86	0,4
УЛ-03	10	5000	0,31	0,32	0,15	0,19	30	30	0,82	1,25
УЛ-041	18	5000	0,45	0,49	0,23	0,28	36	36	0,8	3,75
УЛ-042	30	5000	0,62	0,71	0,31	0,41	44	44	0,75	5,0
УЛ-051	50	5000	0,93	1,07	0,46	0,62	49	49	0,75	12,5
УЛ-052	80	5000	1,3	1,5	0,64	0,86	56	56	0,75	17,5
УЛ-061	120	5000	1,92	2,46	0,9	1,3	57	57	0,75	32,5
УЛ-062	180	5000	2,82	3,26	1,4	1,9	58	58	0,75	40
УЛ-071	270	5000	3,96	4,3	2,0	2,5	62	62	0,8	70
УЛ-072	400	5000	5,5	5,95	2,8	3,4	66	66	0,8	87,5
УЛ-041	5	2700	0,15	0,2	0,08	0,11	30	25	0,7	3,75
УЛ-042	10	2700	0,23	0,27	0,11	0,16	40	36	0,7	5,0
УЛ-051	18	2700	0,33	0,5	0,16	0,29	50	40	0,7	12,5
УЛ-052	30	2700	0,47	0,75	0,23	0,43	53	45	0,7	17,5
УЛ-061	50	2700	0,81	1,18	0,4	0,67	56	48	0,7	32,5
УЛ-062	80	2700	1,25	1,88	0,63	1,1	58	48	0,7	40
УЛ-071	120	2700	1,82	2,58	0,91	1,5	60	52	0,7	70
УЛ-072	180	2700	2,48	3,6	1,2	2,1	66	56	0,7	87,5
УЛ-081	270	2700	3,5	5	1,7	2,9	70	60	0,7	162,5
УЛ-082	400	2700	5,0	6,9	2,5	4,0	72	65	0,7	220

Таблица П.24. Основные технические данные однокорных преобразователей постоянного тока серий УТ и УТК

Тип преобразователя	Отдаваемая мощность, Вт	Низшее напряжение		Высшее напряжение				КПД, %	Номинальная частота вращения, об/мин
		напряжение, В	ток, А	коллектор 1		коллектор 2			
				напряжение, В	ток, А	напряжение, В	ток, А		
УТ-18А	18	26	1,75	220	0,08	—	—	45	4500
УТ-18Б	18	13	3,43	220	0,08	—	—	45	4500
УТ-35А	35	26	2,8	220	0,16	—	—	50	4000
УТ-35Б	35	13	5,6	220	0,16	—	—	50	4000
УТ-70А	70	26	5,9	450	0,155	—	—	52	5000
УТ-70Б	70	13	11,8	450	0,155	—	—	52	5000
УТК-150А	150	26	10,3	300	0,15	750	0,14	54	5000
УТК-150-3А	150	26	10,3	250	0,18	750	0,14	53	5000
УТК-150Б	150	13	21	300	0,15	750	0,14	54	5000
УТК-150-3Б	150	13	21	250	0,18	750	0,14	54	5000
УТК-300А	300	26	20	300	0,12	750	0,35	62	4000
УТК-300Б	300	13	40	300	0,12	750	0,35	62	4000
УТК-300В	300	26	20	750	0,15	750	0,25	62	4000
УТК-600А	600	26	35	400	0,75	750	0,35	65	4000
УТК-300-3А	300	26	20	300	0,12	650	0,40	60	4000
УТК-300-3Б	300	13	40	300	0,12	650	0,40	60	4000

Таблица П.25. Основные технические данные синхронных редукторных двигателей серии ДСР

Тип двигателя	Система питания	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Потребляемый ток, А	Номинальный момент, Н·см	Максимальный и пусковой моменты, Н·см	Коэффициент мощности cos φ	Номинальная частота вращения, об/мин	Время пуска, с
ДСР-2	Однофазная	50	220	0,06	10	20	0,95	60	Не более 0,1
ДСР-60	Трехфазная			0,055	30	60	0,85		
	Однофазная			0,06	1,0	2	0,95		
	Трехфазная			0,055	1,5	3	0,85		

Таблица П.26. Основные технические данные синхронных гистерезисных двигателей серии Г

Тип двигателя	Число фаз	Номинальное напряжение, В	Номинальная частота, Гц	Номинальная мощность, Вт	Номинальная частота вращения, об/мин	Потребляемый ток, А	Емкость подключенного конденсатора, мкФ
Г-205	1	220	50	1	3000	0,09	$2 \pm 10\%$
Г-304	3	220	50	12	3000	0,22	—
Г-405	1	220	50	9	3000	0,25	$3 \pm 10\%$
Г-504	3	220	50	60	3000	2,2	—

Таблица П.27. Основные технические данные реверсивных магнитоэлектрических шаговых двигателей серий ШД и ШДА

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Число фаз	Число пар полюсов	Угловой шаг, град	Момент инерции ротора, кг·см ²	Сопротивление фазы, Ом	Постоянная времени фазы, с	Статический коэффициент форсировки	Максимальный синхронизирующий момент, Н·см	Максимальная потребляемая мощность, Вт	Номинальный вращающий момент, Н·см	Номинальный момент инерции на грузки, кг·см ²	Номинальная частота приемистости, шаг/с
ШД-2-1	27	4	6	15	0,025	125	0,3	1	1,6	12	0,1	0,001	400
ШД-2-2	27	4	6	15	0,09	81	0,4	1	4,0	18	0,4	0,003	350
ШД-2-3	27	4	6	15	0,02	40	0,6	1	10	37	1	0,007	320
ШД-2-4	27	4	6	15	0,47	17	0,9	1	25	90	4	0,025	250
ШД-2-5	27	4	6	15	1,3	9	1,8	1	50	160	6	0,06	220
ШД-2-6	27	4	6	15	3,3	7	3,5	1	100	200	10	0,125	180
ШДА-3-1	27	3	4	15	0,025	200	0,45	1	2,0	8,5	0,1	0,001	600
ШДА-3-2	27	3	4	15	0,065	125	0,6	1	4,0	13,5	0,4	0,003	480
ШДА-3-3	27	3	4	15	0,16	92	0,9	1	10	17,5	1	0,007	350
ШДА-3-4	27	3	4	15	0,47	65	1,5	1	25	27	4	0,025	220
ШДА-3-5	27	3	4	15	1,3	42	2,5	1	50	34	6	0,06	170
ШДА-3-6	27	3	4	15	2,8	35	4	1	100	50	10	0,125	110

Таблица П.28. Основные технические данные параметрических реверсивных шаговых двигателей

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Число фаз	Число зубцов на роторе	Шаг ротора, град	Момент инерции ротора, кг·см ²	Сопротивление фазы, Ом	Электромагнитная постоянная времени, фазы, мс	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н·см	Номинальный вращающий момент, Н·см	Номинальный момент инерции на грузки, кг·см ²	Номинальная частота приемистости, шаг/с
ШДР-50/1800	27	4	30	3	0,007	3,5	2,5	6	1	0,0035	1000
ШДИ-1	27	4	30	3	0,013	200	3,6	10	2,5	0,008	450

Таблица П.29. Основные технические данные вентиляльных двигателей постоянного тока (ВД) серии МБ

Тип двигателя	Номинальное напряжение, В	Номинальный момент, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин	Потребляемый ток, А
МБ-11-Н2-01	27	0,4	2000 ± 1,5 %	0,1
МБ-12-Н2-01	27	1,0	2000 ± 1,5 %	0,19
МБ-21-Н2-01	27	2,0	2000 ± 1,5 %	0,34
МБ-22-Н2-01	27	4,0	2000 ± 1,5 %	0,65
МБ-11-Н1-08	27	1,5	9 000	1,1
МБ-11-Н3-01	27	0,3	5 000	0,14
МБ-12-Ф1-06	14	0,4	4 500	0,26
МБ-12-Ф1-08	14	0,8	8 000	0,95
МБ-21-Н1-02	29	1,2	4 500	0,35
МБ-41-Н1-01	27	10	2 000	1,8
МБ-41-Н1-02	27	12	4 000	3,1
МБ-21-15	27	1,65	3 000	0,45
МБ-21-16	27	2,5	3 000	0,55
МБ-21-19	27	1,0	12 500	0,85
МБ-22-23	27	1,7	6 000	0,8
МБ-21-25	27	0,8	4 500	0,29
МБ-11-26	27	0,4	3 000	0,1
МБ-31-27	27	4,0	12 000	2,4

Таблица П.30. Основные технические данные контактных сельсинов-датчиков серий ДИ, НД, СС

Тип сельсина-датчика	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин
ДИ-150	500	110	0,29	4,4	47	0,1	300
ДИ-153							
ДИ-404	50	110	0,42	13	50	0,075	500
ДИ-414	50	110	0,65	20	57	0,30	
ДИ-423	500	110	0,50	20	47	0,30	
ДИ-425	50	55	1,0	18	55	0,75	
ДИ-454	500	220	0,32	11	58	0,1	
ДИ-500	50	110	1,0	17	57	0,5	
ДИ-501	50	110	0,70	15	57	0,5	
НД-404	50	110	0,28	8	50	0,25	
НД-414	50	110	0,50	12	55	0,30	

Тип сельсина-датчика	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н·см	Номинальная частота вращения, об/мин
НД-500	50	127	0,60	12	57	0,9	500
НД-501	50	110	0,70	13	57	0,7	
СС-405	50	110	0,13	7,5	53	0,3	
СС-408		55	0,70	13,3	45	0,075	
СС-424	50	55	0,65	20	57	0,75	

Таблица П.31. Основные технические данные контактных сельсинов-приемников серий СС, СМС, СМСМ, ДС, НС

Тип сельсина-приемника	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбуждения, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное напряжение, В	Момент трения, Н·см	Максимальный статический синхронизирующий момент, Н·см	Удельный статический синхронизирующий момент, Н·см/град	Номинальная частота вращения, об/мин
СС-150	500	110	0,19	2,8	47	0,04	1,3	0,011	300
СС-153				2,6					
СС-402	50	110	0,38	13	49	0,075	0,22	0,04	500
СС-404			0,42						
СС-405	50	110	0,13	7,5	53	0,3	—	—	500
СС-410		55	0,75	13	50	0,075	2,8	0,045	
СС-454	500	220	0,32	11	58	0,08	1,6	0,03	
СС-500	50	110	0,42	16	57	0,22	9,5	0,1	
СС-501	50	110	0,45	13	55	0,22	18	0,2	
СМС-1	400	115	—	—	90	—	8	0,06	100 — 500
СМСМ-1			0,08	1,5	58	—	0,45	0,05	
ДС-500	50	110	0,42	16	57	0,22	9,5	0,1	500
НС-404	50	110	0,28	8,0	50	0,14	5,5	0,1	
НС-501	50	110	0,75	15	55	0,3	26	0,5	

Таблица П.32. Основные технические данные бесконтактных сельсинов-датчиков серии БД

Тип сельсина- датчика	Номиналь- ная частота, Гц	Номиналь- ное напряже- ние возбуж- дения, В	Номиналь- ный ток воз- буждения, А	Потребляе- мая мощ- ность, Вт	Номиналь- ное вторич- ное напряже- ние, В	Момент трения, Н·см	Номиналь- ная частота вращения, об/мин
БД-160	400	110	0,4	10	100	0,015	500
БД-404			0,45	15	36	0,2	
БД-404А			0,4	12,5	49	0,15	
БД-404Б					150		
БД-500	50	127	0,45	18	55	0,2	
БД-501		110	1,35	29	39	0,5	
БД-501А			1,2	27	55	0,35	
БД-501Б					150		

Таблица П.33. Основные технические данные бесконтактных сельсинов-приемников серий БС, ДБС

Тип сельсина- приемника	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение, В	Номинальный ток возбужде- ния, А	Потребляемая мощность, Вт	Номинальное вторичное на- пряжение, В	Максимальный статический син- хронизирующий момент, Н·см	Удельный ста- тический син- хронизирующий момент, Н·см/град	Момент трения, Н·см	Номинальная частота враще- ния, об/мин	
БС-1	400	45	0,2	—	18	0,22	0,003	0,005	—	
БС-2		36	0,06		10	—	—			
БС-3					5					
БС-4		45	0,35		18					
БС-121	50	110	0,25	7,5	100	0,6	0,0125	0,009	500	
БС-155			0,15	4,0	95	—	—	0,01	—	
БС-404			0,45	15	36	2,4	0,04	0,2	500	
БС-404А			0,4	12,5	49		0,045	0,1		
БС-404Б			150	2,1	0,04					
БС-404П			400	1,0	19	100	4	0,06	0,1	3
			500	0,8		2,8	0,04			
БС-405			50	127	0,09	2,0	36	—	—	0,15
БС-500	0,45	18			55	8,0	0,17	0,16	—	
БС-501А	50	110	1,2	27	55	18	0,32	0,3	500	
БС-501Б					150					
БС-509			0,6	12,5	95	9,5	0,2			
ДБС-500	50	127	0,45	18	55	8,0	0,17	0,18		
ДБС-501		110	1,35	29	39	18	0,35	0,5		

Таблица П.34. Основные технические данные дифференциальных сельсинов серий ДИД, НЭД, СДС, СДСМ, ЭД

Тип сельсина	Номинальная частота, Гц	Номинальное напряжение возбуждения, В	Номинальное вторичное напряжение, В	Максимальный синхронизирующий момент, Н·см
ДИД-505	50	57	68	—
ДИД-204	400	100	—	—
НЭД-101	50	50	50	3,6
НЭД-101Б	50	150	—	3
НЭД-101П	400	100	—	7,8
НЭД-501	50	57	57	30,6
НЭД-501Б	50	150	—	15
СДС-1	400	90	90	—
СДСМ-1	400	58	58	—
ЭД-101	50	50	38	1,92
ЭД501	50	57	52	15
ЭД-501Б	50	39	35,5	9

322 Таблица П.35. Технические данные электронных преобразователей

Тип электропривода	Мощность, кВт	Диапазон изменения частоты вращения, об/мин	Номинальный ток, А	Силовая схема якорного преобразователя	Структурная схема привода	Способ управления группами вентиляей	Наличие реакторов	Ширина полосы пропускания, Гц
ЭТУ3602	До 30	1000 или 10000 в зависимости от исполнения	10; 40; 100	Две трехфазные мостовые	Двухконтурная с регулированием по току	Раздельное управление	1-2	33
ЭТЭС (ЭТЭР)	11	1000	До 60	Две трехфазные однополупериодные	Одноконтурная с обратной связью по частоте вращения и упреждающим током ограничением	Совместно согласованное управление	2	20
ЭТ6 (6)	До 11	10000	До 100	Две шестифазные нулевые	Двухконтурное подчинение регулируемого параметра		2	40
ЭТ6-3 (2)	0,75; 1,1	10000	До 20				2 шт. на одном магнитном проводе специального изготовления	40
ПРП-1 ПРП-2	0,18 0,55	1000	15	Транзисторный преобразователь с широтно-импульсной модуляцией	Двухконтурная подчиненного регулирования	Широтно-импульсная модуляция	Сглаживающие специального изготовления	70

ЭШИР-1	0,18—0,75 0,18—0,55 0,18—1,5	1000, 10000, 30000 в за- висимости от исполнения	16	То же	То же	То же	Сглажива- ющие	80
5У3608	0,96; 1,5; 2,88; 5,55; 11,5; 23	10000 и 10000	16; 25 50	Трехфазная мостовая с ти- ристорным ком- мутатором	»	Раздельное управление	То же	25
ЭТЗИ	0,05 2,0	1000 и 10000	20	Две трехфаз- ные нулевые	Одноконтурная с обратной связью по угловой ско- рости и упреж- дающим токо- ограничением	Согласован- ное управле- ние	Два уравни- тельных реак- тора	18
Р4В	До 0,09	10000	До 6,5	Транзисторная широотно-импуль- сная	Двухконтурная замкнутая по час- тоте вращения и току якоря дви- гателя	Широтно- импульсная модуляция	Нет	70

Таблица П.36. Технические данные асинхронных двигателей серии 4А

Тип двигателя	Номинальный момент, Н·м	Номинальная мощность, кВт	Номинальная частота вращения, об/мин	Перегрузка по моменту	Момент инерции, кг·м ²	Температурная постоянная, мин	Длина, мм	Диаметр, мм	Масса, кг
4А50А2У3	0,3	0,09	3000	4,0	$0,98 \cdot 10^{-4}$	60	174	104	3,3
4А50В2У3	0,4	0,12		4,0	$1,07 \cdot 10^{-4}$	60	174	104	3,3
4А56А2У3	0,6	0,18		4,0	$16,6 \cdot 10^{-4}$	60	194	120	4,5
4А56В2У3	0,83	0,25		4,0	$18,6 \cdot 10^{-4}$	100	194	120	4,5
4А63А2У3	1,23	0,37		4,5	$30,5 \cdot 10^{-4}$	100	216	130	6,3
4А63В2У3	1,83	0,55		4,5	$36 \cdot 10^{-4}$	100	216	130	6,3
4А71А2У3	2,5	0,75		5,5	$39 \cdot 10^{-4}$	100	285	170	15,1
4А71В2У3	3,66	1,1		5,5	$42 \cdot 10^{-4}$	100	285	170	15,1
4А80А2У3	5,0	1,5		6,5	$73 \cdot 10^{-4}$	120	300	186	17,4
4А80В2У3	7,33	2,2		6,5	$85 \cdot 10^{-4}$	120	320	186	20,4
4А90Л2У3	10,0	3,0	1500	6,5	$1,41 \cdot 10^{-4}$	120	350	208	28,7
4А100S2У3	13,33	4,0		7,5	$2,37 \cdot 10^{-2}$	120	365	235	36,0
4А100Л2У3	18,33	5,5		7,5	$3 \cdot 10^{-2}$	120	395	235	42,0
4А50А4У3	0,4	0,06		2,5	$1,15 \cdot 10^{-4}$	40	174	104	3,3
4А50В4У3	0,6	0,09		2,5	$1,3 \cdot 10^{-4}$	40	174	104	3,3
4А56А4У3	0,8	0,12		3,5	$28 \cdot 10^{-4}$	60	194	152	4,5
4А56В4У3	1,2	0,18		3,5	$31,5 \cdot 10^{-4}$	60	194	152	4,5
4А63А4У3	1,67	0,25		4,0	$49,5 \cdot 10^{-4}$	60	216	164	6,3
4А63В4У3	2,47	0,37		4,0	$55 \cdot 10^{-4}$	100	216	164	6,3
4А71А4У3	3,67	0,55		4,5	$52 \cdot 10^{-4}$	100	285	201	15,1
4А71В4У3	5,0	0,75		4,5	$57 \cdot 10^{-4}$	100	285	201	15,1
4А80А4У3	7,33	1,1		5,0	$1,29 \cdot 10^{-2}$	100	300	218	17,4
4А80В4У3	10,0	1,5		5,0	$1,33 \cdot 10^{-2}$	120	320	218	20,4
4А90Л4У3	14,33	2,2		6,0	$2,24 \cdot 10^{-2}$	120	350	243	28,7
4А100S4У3	20,0	3,0		6,0	$3,47 \cdot 10^{-2}$	120	365	263	36,0
4А100Л4У3	23,33	4,0		6,0	$4,5 \cdot 10^{-2}$	120	395	263	42,0
4А112М4У3	36,67	5,5		7,0	$7,0 \cdot 10^{-2}$	120	452	260	56,0

Таблица П.37. Технические данные электродвигателей постоянного тока серии ДП и ДПУ

Тип двигателя	Номинальный момент, Н·м	Номинальная мощность, кВт	Номинальная частота вращения, об/мин	Перегрузка по моменту	Момент инерции, кг·м ²	Длина, мм	Диаметр, мм	Масса, кг
ДП-35	0,06	0,025	3000	3,6	$0,86 \cdot 10^{-5}$	136	35	0,9
ДП-40	0,0955	0,04	3000	4,5	$1,9 \cdot 10^{-5}$	145	40	1,1
ДП-50	0,143	0,06	3000	5,8	$2,5 \cdot 10^{-5}$	167	50	2,0
ДПУ-160	0,5	0,18	3000	5	$0,17 \cdot 10^{-3}$	172	130	130
ДПУ-200	1,7	0,55	3000	5	$0,81 \cdot 10^{-3}$	180	180	180
ДПУ-240	3,5	1,1	3000	5	$1,33 \cdot 10^{-3}$	170	230	230

Таблица П.38. Технические данные электродвигателей постоянного тока серии ДК-1 и ДК-2

Тип двигателя	Номинальный момент, Н·м	Номинальная частота вращения, об/мин	Номинальная мощность, кВт	Перегрузка по моменту	Момент инерции, 10^{-3} кг·м ²	Длина, мм	Диаметр, мм	Масса, кг
ДК-1-1,7	1,7	1000	0,17	4,1	1,1	375	165	12,7
ДК-1-2,3	2,3		0,23	4,1	1,55	408	165	15,5
ДК-1-3,5	3,5		0,35	5,2	1,95	441	165	18,2
ДК-1-5,2	5,2		0,5	6	2,0	507	165	23,7
ДК-2-1,7	1,7		0,17	4,1	1,0	390	123	12,5
ДК-2-2,3	2,3		0,23	4,1	1,2	430	128	17
ДК-2-3,5	3,5		0,35	5,2	2,0	470	132	21
ДК-2-5,2	5,2		0,5	6	2,8	510	143	25

Таблица П.39. Технические данные электродвигателей постоянного тока серии ПБВ

Тип двигателя	Номинальный момент, Н·м	Номинальная мощность, кВт	Номинальная частота вращения, об/мин	Перегрузка по моменту	Момент инерции, кг·м ²	Температурная постоянная, мин	Длина, мм	Диаметр, мм	Масса, кг
ПБВ-100М	7,16	0,75	1000	9	0,01	60	476	192	29
ПБВ-100L	10,5	1,1	1000	9	0,013	70	536	192	35
ПБВ-112S	14	1,1	750	9	0,035	60	515	220	45
ПБВ-112М	17,5	1,1	600	10	0,042	70	555	220	51
ПБВ-112L	21	1,1	500	10	0,049	80	595	220	57

Таблица П.40. Технические данные электродвигателей постоянного тока серии А

Тип двигателя	Номинальный момент, Н·м	Номинальная мощность, кВт	Номинальная частота вращения, об/мин	Перегрузка по моменту	Момент инерции, кг·м ²	Температурная постоянная, мин	Длина, мм	Диаметр, мм	Масса, кг
90S-A	10	2,5	2500	11,2	0,008	30	564	168	32
90M-A	13	3,25	2500	11,2	0,009	30	589	168	36
90L-A	17	4,25	2500	11,3	0,015	40	619	168	38
112S-A	21	4,20	2000	11,5	0,025	40	610	218	55
112M-A	28	5,60	2000	11,5	0,027	40	645	218	62
112L-A	42	8,40	2000	11,8	0,03	50	732	218	76
160S-A	56	11,20	2000	11,8	0,032	50	751	312	147
160M-A	85	17,00	2000	11,8	0,035	50	821	312	165
160L-A	125	22,50	1800	12,5	0,042	60	885	312	182

Таблица П.41. Технические данные моментных вентильных двигателей

Двигатели с гладким статором					Двигатели с пазовым статором					Ротор	
D_c , мм	$M_{ном}$, Н·м	$P_{эл. потерь}$, Вт	n_0 , об/мин	G , кг	D_c , мм	$M_{ном}$, Н·м	$P_{эл. потерь}$, Вт	n_0 , об/мин	G , кг	$2p$	D_p , мм
40	0,01 0,025	2 4	2000 2000	0,11 0,16	50	0,04 0,1	5 12	750 750	0,15 0,3	8	12
63	0,06 0,1	8 15	1500 1200	0,3 0,4	70	0,16 0,25	6 12	500 500	0,32 0,5	16	28
85	0,16 0,25	15 20	1000 1000	0,54 0,7	100	0,4 0,6	16 24	300 250	0,6 0,8	16	48
105	0,4 0,6	16 24	500 500	0,95 1,3	120	1,0 1,6	24 35	200 200	1,2 1,8	16	60
130	1,0 1,6	45 65	500 500	1,8 2,4	150	2,5 4,0	45 65	150 150	2,2 3,0	16	72
170	2,5 4,0 6,0	60 90 120	300 250 200	4,2 5,5 7,8	185	6,0 10,0 16,0	60 90 130	100 75 75	5,0 7,0 9,6	16	96

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Калчева А. А., Мазур А. Я. Электрические машины. — Минск: 1971.
2. Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины и микромашины. — М.: Высшая школа, 1981.
4. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода. — М.: Энергия, 1981.
5. Специальные электрические машины. Источники и преобразователи энергии/Под ред. А. И. Бертинова. — М.: Энергоиздат, 1982.
6. Микродвигатели для систем автоматики (технический справочник)/Под ред. Э. А. Лодочникова, Ф. М. Юфорова. — М.: Энергия, 1969.
7. Расчет автоматических систем/Под ред. А. В. Фатеева. — М.: Высшая школа, 1973.
8. Ратмиров В. А., Ивоботенко Б. А. Шаговые двигатели для систем автоматического управления. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1962.
9. Свечарник Д. В. Дистанционные передачи. — М.: Энергия, 1974.
10. Мелкозеров П. С. Энергетический расчет систем автоматического управления и следящих приводов. — М.: Энергия, 1968.
11. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. — Л.: Энергия, 1973.
12. Козырев Ю. Г. Промышленные роботы. Справочник. М.: Машиностроение, 1983.
13. Справочник по автоматизированному электроприводу/Под ред. В. А. Елисеева, А. В. Шинянского. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
14. Шинило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969.
15. Васильев Д. В. Проектирование и расчет следящих систем. — Л.: Судостроение, 1964.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоматизация пуска асинхронных двигателей 158

— — двигателей постоянного тока 63

— — синхронных двигателей 233

Автотрансформатор 126

Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором 144

— — с массивным ротором 174

— — с фазным ротором 144

— исполнительный двигатель с полым немагнитным ротором 172

— — с короткозамкнутой обмоткой на роторе 173

— — с полым ферромагнитным ротором 173, 174

— тахогенератор 185

Бегун линейного двигателя 195

Бесконтактное управление исполнительными механизмами 196

Бесконтактный двигатель постоянного тока 255

— сельсин 268

Векторная диаграмма асинхронного двигателя 150

— — реактивного синхронного двигателя 236

— — синхронного генератора 255, 228

— — синхронного двигателя 231

— — трансформатора 116, 117, 120, 125

Вентиль управляемый 81

Вентильный двигатель 255

— — моментный 264

— — с позиционной модуляцией 266

Вентиляторный момент сопротивления 284

Вертикальный способ управления 82

Ветвь обмотки 11

Внешние характеристики генератора постоянного тока 20, 31

— — генератора переменного тока 226

— — трансформатора 119

Внутренний угол синхронной машины 228

Возмущение 38, 77, 96

Вращающийся трансформатор линейный 204

— — построитель 206

— — синусо-косинусный 200

— — синусный 200

Вращение синхронное 128, 222

Выбор двигателя 285—297

— — упрощенный 290

Выпрямительная схема двухполупериодная 83, 88, 99

— — мостовая 85, 90

— — однополупериодная 81, 83, 85, 97

Гармонические составляющие временные 130

— — пространственные 130

Генераторы постоянного тока с возбуждением постоянными магнитами 19

— с независимым возбуждением 20

— с параллельным возбуждением 21

Гидрогенераторы 223

Датчик положения ротора вентильного двигателя 255

Двигатель асинхронный 128, 144, 174

— вентильный (бесконтактный) 255

— гистерезисный 238

— импульсный 243

— исполнительный 52, 172

— линейный 194

— моментный 193, 264

— постоянного тока с независимым возбуждением 48, 52

— — с последовательным возбуждением 49

— — — со смешанным возбуждением 51

— редукторный 237, 251

— с волновым ротором 242

— с катящимся ротором 239

— универсальный 216

— шаговый 243

— — индукторный 251

— — параметрический 250

Динамические звенья систем автоматики 26

— свойства двигателя постоянного тока 60, 65, 71

— — асинхронных двигателей 163, 184

Жесткость механической характеристики 48, 69, 77

Измерители рассогласования следящих систем 6, 33, 274

Импульсное управление бесконтактным двигателем 263

— — двигателем постоянного тока 97

Инвертор управляемый на тиристорах 81, 87

Индикаторный режим работы сельсинов 268

Индуктосин поворотный 210

Исполнительный механизм многооборотный 196

— — однооборотный 196

— — прямоходный 196

Классы изоляции 277, 278

— точности сельсинов в индикаторном режиме 271

— — — в трансформаторном режиме 274

Коллектор машин постоянного тока 7

Коммутатор бесконтактного двигателя 257

Коммутация машин постоянного тока 16

— — — замедленная 18,

— — — линейная 18

— — — ускоренная 18

— тиристора естественная 101

— — искусственная 101

— — — параллельная 102

— — — последовательная 105

Компенсационная обмотка электромашинного усилителя 29

Компенсация погрешностей вращающихся трансформаторов 202, 203

Конденсатор коммутирующий 101, 106
 — пусковой 168
 — рабочий 168
 Конденсаторный двигатель 165
 Контактный сельсин 268
 Коэффициент внутреннего демпфирования 182
 — мощности 122
 — нагрузки 119
 — обмоточный 136
 — передаточный 27
 — полезного действия 122
 — пускового момента 47, 182
 — распределения 132
 — термической перегрузки 282
 — трансформаторный 121
 — укорочения 136
 — усиления 30
 — формы 130
 — электромагнитный единый 52
 Крутизна характеристики тахогенератора постоянного тока 23, 26
 — — — асинхронного 190

Линеаризация характеристик асинхронного исполнительного двигателя 184
 — — генератора независимого возбуждения 36
 — — электромашинных усилителей 37
 Линейный двигатель 194
 — вращающийся трансформатор 204

Магнесин 275
 Магнитодвижущая сила вращающаяся 142
 — — однофазной обмотки 137
 — — двухфазной обмотки 140
 — — трехфазной обмотки 142
 — — основная 224
 — — поперечная 224
 — — продольная 225
 — — пульсирующая 139
 Магнитопровод генератора 13, 129
 — двигателя 13, 129
 — трансформатора 111
 Магнитоэлектрический генератор 19
 — двигатель 56
 Микромашина 5, 8
 Многообмоточные трансформаторы 124
 Многооборотные исполнительные механизмы 196
 Момент вращающий 45, 151
 — — двигателя постоянного тока 45
 — — асинхронного 151
 — — синхронного 232
 — — универсального коллекторного 216
 — — динамический 45
 — — максимальный 153
 — — полезный 45
 — — пусковой 47, 53, 153
 — — статический 46
 — — синхронизирующий сельсина 270
 — — шагового двигателя 245
 — гистерезисный 238
 — реактивный 233
 — сопротивления 46
 — трения 45
 — инерции двигателя 45, 293
 — — нагрузки 293

— — редуктора 291, 293
 Моментный двигатель асинхронный 193
 — — вентильный 264
 Мощность механическая 19, 45, 151
 — подведенная 19, 45, 151
 — полезная 20, 45, 151
 — потеря в обмотках 20, 45, 151
 — — в стали ротора 20
 — — статора 20, 151
 — — в щеточных контактах 20, 45
 — — механических 19, 151
 — — на возбуждение 19, 45
 — — холостого хода 45, 152
 — электромагнитная 20, 44, 151
 — электрическая 20, 44, 151

Напряжение возбуждения 19
 — выходное 24
 — сети 44, 113, 146
 — управления 29, 34
 — якоря 20
 Нейтраль геометрическая 12
 — физическая 16
 Номинальный момент 47
 — напряжение 21, 47
 — скорость вращения 68
 — ток 47

Обмотка возбуждения 21, 147
 Обмотка вращающегося трансформатора вспомогательная 199
 — — — главная 199
 — — — косинусная 199
 — — — синусная 199
 — — — статорная 199
 — двухслойная 136
 — дополнительных полюсов 19, 30
 — компенсационная 19, 29
 — однослойная 133
 — однофазная 113, 133
 — подмагничивания 29
 — печатная 57, 210
 — синхронизирующая сельсинов 266
 — статора машин переменного тока 129
 — — — — — распределенная 131
 — — — — — сосредоточенная 131
 — — — — — с полным шагом 133
 — — — — — с укороченным шагом 136
 — трансформатора вторичная 113
 — — перичная 113
 — трехфазная 123, 135
 — управления 29, 174
 — якоря машин постоянного тока 9
 — — — — — волновая 9, 12
 — — — — — петлевая 10
 — якоря смешанная 9
 — — специального исполнения 9
 — — уравновешенная 11
 Обратимость электрической машины 44
 Однооборотные исполнительные механизмы 196
 Однофазные асинхронные двигатели 165
 — трансформаторы 113
 Оптимальное передаточное отношение редуктора 291
 Паз статора 131
 — ротора 128

- элементарный 10
- якоря 10
- Параметрический шаговый двигатель 251
- Перегрузочная способность 155, 288
- Передаточная функция двигателя постоянно-го тока 66, 69, 72
- — — — при импульсном управлении 100
- — — — при частотном управлении 166
- — асинхронного двигателя 185
- — в отклонениях 38, 184
- — системы генератор-двигатель 78, 79
- — системы магнитный усилитель-двигатель 96, 97
- — системы управляемый вентиль-двигатель 91
- — системы электромашиный усилитель-двигатель 80
- — тахогенератора асинхронного 192
- — — постоянного тока 27
- — — синхронного 229
- — электромашиного усилителя 39
- — — поперечного поля 43
- Пластина коллекторная 9
- Поворотные трансформаторы 198
- Погрешность вращающегося трансформатора систематическая 214
- — — случайная 215
- — — технологическая 215
- — — эксплуатационная 215
- тахогенератора амплитудная 188
- — дополнительная 192
- — остаточная 190, 191
- — фазовая 189
- Полное деление 10
- Полусы главные 8
- добавочные 19
- Полусные наконечники 8
- Постоянная времени 27
- — тахогенератора 27
- — управляющей обмотки 34, 39
- — цепи возбуждения 73
- — — якоря 35, 39
- — электромагнитная 61
- — электромагнитная 61, 164, 185
- Поток магнитный добавочный 21
- — основной 113
- — остаточный 22
- — рассеяния 113, 227
- — реакции якоря поперечной 227, 228
- — — продольной 227, 228
- Преобразователь вентильный 162
- постоянного тока 218
- постоянно-переменного тока 220
- широтно-импульсный 100
- электронный 97
- Принцип работы систем автоматики по возмущению (компенсационный) 77
- — — по отклонению 6, 96
- Продолжительность включения 282
- Противовключение 52
- Прямые исполнительные механизмы 196
- Пульсации зубцовые 26
- коллекторные 26
- якорные 26
- Пульсация момента 216, 265
- тока 8
- ЭДС 8

- Пуск двигателя асинхронный 233
- — при пониженном напряжении 158
- — прямой 158
- — реостатный 47, 63
- Пуск в ход синхронных двигателей 233
- Пусковой момент асинхронных двигателей 153
- — двигателей постоянного тока 47
- — двухфазных двигателей 182
- — однофазного двигателя 165
- — шаговых двигателей 245
- Радиопомехи коллекторных машин 221
- Радиоумформер 218
- Разложение пульсирующей МДС на две вращающиеся 139
- Реактивные двигатели 235
- Реакция якоря машин постоянного тока 14
- — поперечная 15
- — продольная 16
- — синхронных машин 224
- Регулирование подчиненное 108
- Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей 158, 180
- — — — импульсное 159
- — — — частотным методом 161
- — — — переключением пар полюсов 161
- — — — двигателей постоянного тока 60
- — — — при импульсном управлении 97
- — — — при полюсном управлении 70
- — — — при якорном управлении 65
- — — — — системе генератор — двигатель 74
- — — — — магнитный усилитель — двигатель 93
- — — — — управляемый выпрямитель — двигатель 88
- — — — — электромашиный усилитель — двигатель 80
- Редукторный двигатель 237, 251
- Редуктор индукционный 208
- Режим работы индуктосина амплитудный 212
- — — фазовый 212
- — — машины генераторный 52, 144, 154
- — — двигательный 52, 144, 154
- — — тормозной 52, 145, 154
- — — управляемого выпрямителя 81
- — — инверторный 87
- — — непрерывного тока 85
- — — прерывистого тока 89
- Рекуперация 54
- Роботы промышленные 197
- Ротор генератора 223
- двигателя асинхронного 198
- — постоянного тока 7
- — синхронного 223
- — шагового активный 244
- — — реактивный 243
- — короткозамкнутый 173, 198
- — массивный 174
- — неявнополюсный 223
- — плоский (с печатной обмоткой) 57

- полый немагнитный 172
- ферромагнитный 173
- явнополюсный 223

Самовозбуждение генератора 21
Самоход 170

- Связь обратная 31, 33, 76, 96
- по напряжению 31, 76, 96
- частоте вращения 33
- моменту вращения и току 77, 96

Секция обмотки якоря 10
Сельсин бесконтактный 268

- датчик 268
- двигатель 272
- дифференциальный 274
- приемник 268
- явнополюсный 267

Сердечник магнитного усилителя 93
— трансформатора 111

— якоря 9

Симметрирование вращающихся трансформаторов первичное 202

— — вторичное 203

Синхронная связь 266, 275

Синхронизирующий момент сельсина 270
— шагового двигателя 245

Система автоматики замкнутая 28

— разомкнутая 6
— управления двигателем двухзонная 75

Сквозность управляющих импульсов 98

Скольжение 144

— критическое 153

Скорость идеального холостого хода 53

— окружная 12

— угловая 45

Скос пазов 209

Сопротивление балластное 70

— дополнительное 50, 65

— критическое 22

— нагрузочное 23, 35

— обмотки возбуждения 22, 50, 73, 174

— якоря 20, 45, 65

— регулировочное 21

— синхронное 229

— щеточных контактов 17

— эквивалентное 117

Станина машин переменного тока 128

— постоянного тока 8

Статор внешний 172

— внутренний 172

— машины переменного тока 128

— постоянного тока 7

Схема замещения Г-образная 117, 151

— Т-образная 117, 150

Тахогенераторы асинхронные 185

— постоянного тока 23

Температура двигателя 278

Тепловой режим длительный (продолжительный) 281

— кратковременный 281

— повторно-кратковременный 282

Теплоемкость двигателя 279

Теплопередача двигателя 279

Ток в обмотке возбуждения 13, 19, 45

— — роторной 147

— — статорной 137

— — трансформатора вторичной 115

— — — первичной 115

— — — управления 29

— — — якоря 14, 20, 45

Торможение генераторное 54

— динамическое 54

— противовключением 54

Трансформатор многообмоточный 124

— однофазный 113

— питания 111

— силовой 111

— трехфазный 123

Трансформаторный режим работы сельсинов 273

Трехфазная обмотка 135, 274

Трехфазные двигатели 144

Точность вращающихся трансформаторов 214

— сельсинов 271, 274

Турбогенераторы 134

Угол открывания вентиля 81

— рассогласования следящей системы 33

Управление выпрямителями раздельное 91

— совместное 90

— двигателем асинхронным двухфазным амплитудное 181

— — — амплитудно-фазовое 183

— — — фазовое 182

— — — частотное 161

— — в системе генератор-двигатель 74

— — — магнитный усилитель-двигатель 93

— — — управляемый выпрямитель-двигатель 88

— — — — электромашинный усилитель — двигатель 80

— — — постоянного тока полюсное 70

— — — якорное 65

— ключами одновременное 61

— — разновременное 61

— — частотно-импульсное 98

— широтно-импульсное 98

Уравнение движения электропривода 61

— динамики тахогенератора 27

— — двигателя 61

Усилитель магнитный 93

— мощности 33

— электромашинный 29

— электронный 33

Устойчивость работы двигателя 46

— шагового двигателя динамическая 246

— — статическая 246

Фазовращатель индукционный 212

Характеристика асинхронного двигателя 155

— — — механическая 157, 162, 172, 179, 184

— — — рабочая 155

— — — регулировочная 179, 184

— бесконтактного двигателя механическая 262

— генератора постоянного тока 20

— — — внешняя 20

— — — регулировочная 21

Предисловие	3
Введение	4

Часть первая

Электромашинные устройства постоянного тока

Глава 1. Общие вопросы теории электрических машин постоянного тока	7
§ 1.1. Общие сведения	7
§ 1.2. Устройство электрических машин постоянного тока	8
§ 1.3. Обмотки якоря	9
§ 1.4. Магнитная цепь	13
§ 1.5. Реакция якоря	14
§ 1.6. Коммутация	16
Глава 2. Генераторы, тахогенераторы и электромашинные усилители	19
§ 2.1. Общие сведения	19
§ 2.2. Генераторы независимого, параллельного и смешанного возбуждения	20
§ 2.3. Тахогенераторы постоянного тока	23
§ 2.4. Переходные процессы и передаточная функция тахогенератора	26
§ 2.5. Тахогенераторы в схемах автоматики	28
§ 2.6. Электромашинные усилители	29
§ 2.7. ЭМУ поперечного поля	29
§ 2.8. ЭМУ в системах автоматического регулирования	31
§ 2.9. Переходные процессы и передаточные функции простейшего ЭМУ	33
§ 2.10. Линеаризация характеристик ЭМУ	35
§ 2.11. Дифференциальные уравнения ЭМУ в отклонениях	37
§ 2.12. Постоянная времени ЭМУ с несколькими обмотками управления	40
§ 2.13. Переходные процессы и передаточные функции ЭМУ поперечного поля	41
Глава 3. Двигатели постоянного тока	44
§ 3.1. Общие сведения	44
§ 3.2. Характеристики двигателей постоянного тока	46
§ 3.3. Двигатели параллельного возбуждения	48
§ 3.4. Двигатели последовательного возбуждения	49
§ 3.5. Двигатели смешанного возбуждения	51
§ 3.6. Исполнительные двигатели постоянного тока независимого возбуждения	52
§ 3.7. Магнитоэлектрические двигатели серий ДПМ и ДПР	56
§ 3.8. Малоинерционные двигатели постоянного тока с печатной обмоткой на якоре	57
Глава 4. Управление двигателями постоянного тока независимого возбуждения	60
§ 4.1. Переходные процессы при пуске двигателя	60
§ 4.2. Автоматизация пуска двигателя	63
§ 4.3. Управление двигателем со стороны якоря. Передаточные функции	65
§ 4.4. Управление двигателем со стороны возбуждения (полное управление)	70
§ 4.5. Передаточная функция двигателя при полюсном управлении	72
§ 4.6. Управление двигателем в системе генератор — двигатель	74

§ 4.7. Дифференциальные уравнения переходных процессов и передаточные функции системы генератор—двигатель	78
§ 4.8. Управление двигателем в системах с ЭМУ и их передаточные функции	79
§ 4.9. Управляемые выпрямители	81
§ 4.10. Управление двигателем в системе управляемый выпрямитель—двигатель	88
§ 4.11. Комплексные регулируемые тиристорные приводы	92
§ 4.12. Управление двигателем в системе магнитный усилитель—двигатель	93
§ 4.13. Импульсное управление двигателем	97
§ 4.14. Широтно-импульсные преобразователи на тиристорах	100
§ 4.15. Система тиристорный ШИП с параллельной коммутацией—двигатель	102
§ 4.16. Система тиристорный ШИП с последовательной коммутацией—двигатель	105
§ 4.17. Реверсивная система тиристорный ШИП—двигатель	107
§ 4.18. Системы подчиненного регулирования параметров электроприводов	108

Часть вторая

Трансформаторные устройства

Глава 5. Трансформаторы питания	111
§ 5.1. Общие сведения	111
§ 5.2. Основные уравнения однофазного трансформатора	113
§ 5.3. Приведенные параметры трансформатора	115
§ 5.4. Векторные диаграммы и схемы замещения трансформатора	116
§ 5.5. Опыты холостого хода и короткого замыкания трансформатора	119
§ 5.6. Мощность потерь и КПД трансформатора	122
§ 5.7. Трехфазные трансформаторы	123
Глава 6. Специальные трансформаторы	124
§ 6.1. Многообмоточные трансформаторы	124
§ 6.2. Автотрансформаторы	125

Часть третья

Электромашинные устройства переменного тока

Глава 7. Общие вопросы теории электрических машин переменного тока	128
§ 7.1. Общие сведения	128
§ 7.2. Обмотки статора электрических машин переменного тока и их ЭДС	129
§ 7.3. Магнитодвижущая сила однофазной обмотки статора	137
§ 7.4. Магнитодвижущая сила двухфазной обмотки статора	140
§ 7.5. Магнитодвижущая сила трехфазной обмотки статора	142
Глава 8. Трехфазные асинхронные двигатели	144
§ 8.1. Общие сведения	144
§ 8.2. Асинхронный двигатель при неподвижном роторе	145
§ 8.3. Асинхронный двигатель при вращающемся роторе	147
§ 8.4. Энергетическая диаграмма и вращающий момент асинхронного двигателя	151
§ 8.5. Рабочие и механические характеристики асинхронного двигателя	155
§ 8.6. Пуск и управление асинхронным двигателем с помощью изменения напряжения на статоре и переключения статорных обмоток	157
§ 8.7. Частотное управление асинхронным двигателем	161

Глава 9. Асинхронные двигатели малой мощности	164
§ 9.1. Общие сведения	164
§ 9.2. Однофазные и конденсаторные асинхронные двигатели . . .	165
§ 9.3. Исполнительные асинхронные двигатели	170
§ 9.4. Схемы замещения и параметры двухфазных исполнительных асинхронных двигателей	174
§ 9.5. Вращающий момент двухфазного исполнительного асинхронного двигателя	177
§ 9.6. Характеристики исполнительных асинхронных двигателей	178
§ 9.7. Управление двухфазными исполнительными асинхронными двигателями	180
§ 9.8. Передаточная функция двухфазного исполнительного асинхронного двигателя	184
§ 9.9. Асинхронные тахогенераторы	185
§ 9.10. Гироскопические и моментные асинхронные двигатели . . .	192
§ 9.11. Линейные асинхронные двигатели	194
§ 9.12. Исполнительные механизмы промышленной автоматики . . .	196
§ 9.13. Краткие сведения об электроприводе промышленных роботов	197
Глава 10. Вращающиеся трансформаторы	198
§ 10.1. Общие сведения	198
§ 10.2. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор . . .	200
§ 10.3. Симметрирование синусно-косинусных вращающихся трансформаторов	202
§ 10.4. Линейный вращающийся трансформатор	204
§ 10.5. Вращающийся трансформатор-построитель	206
§ 10.6. Индукционные редуктосины	208
§ 10.7. Поворотные индуктосины	210
§ 10.8. Погрешности вращающихся трансформаторов	214
Глава 11. Универсальные коллекторные двигатели и преобразователи	216
§ 11.1. Работа универсального двигателя при питании от сети постоянного и переменного тока	216
§ 11.2. Однокорные преобразователи постоянного тока	218
§ 11.3. Однокорные преобразователи постоянно-переменного тока	220
§ 11.4. Радиопомехи, вызываемые коллекторными машинами, и способы их снижения	221
Глава 12. Синхронные машины общего применения	222
§ 12.1. Общие сведения	222
§ 12.2. Реакция якоря синхронных машин	224
§ 12.3. Основные характеристики синхронных генераторов	226
§ 12.4. Векторные диаграммы синхронных генераторов	227
§ 12.5. Синхронные тахогенераторы	229
§ 12.6. Синхронные двигатели и их характеристики	230
§ 12.7. Электромагнитная мощность и вращающий момент синхронных двигателей	232
§ 12.8. Асинхронный пуск синхронных двигателей	233
Глава 13. Синхронные двигатели для систем автоматики	234
§ 13.1. Общие сведения	234
§ 13.2. Реактивные двигатели с распределенной обмоткой статора	235
§ 13.3. Редукторные реактивные двигатели	237
§ 13.4. Гистерезисные двигатели	238
§ 13.5. Синхронные двигатели с катящимся и волновым роторами	239
§ 13.6. Общие сведения о шаговых двигателях	243
§ 13.7. Реверсивные шаговые двигатели	246
§ 13.8. Режимы работы и характеристики шаговых двигателей . .	251
§ 13.9. Принцип действия и особенности вентильных двигателей	255

§ 13.10. Векторная диаграмма и характеристики вентильных двигателей	260
§ 13.11. Моментные вентильные двигатели	264
Глава 14. Электромашинные устройства систем синхронной связи	266
§ 14.1. Общие сведения	266
§ 14.2. Работа сельсинов в индикаторном режиме	268
§ 14.3. Работа сельсинов в трансформаторном режиме	273
§ 14.4. Магнесины	275
Глава 15. Тепловые режимы электрических машин, выбор типа и мощности двигателя	277
§ 15.1. Нагрев и охлаждение электрических машин	277
§ 15.2. Тепловые режимы работы двигателя	281
§ 15.3. Виды нагрузочных моментов	283
§ 15.4. Общие сведения по выбору двигателя	285
§ 15.5. Выбор двигателя при длительной нагрузке	287
§ 15.6. Выбор двигателя при кратковременном и повторно-кратковременном режимах работы	288
§ 15.7. Выбор двигателя при нагрузочном моменте, зависящем от угла поворота вала исполнительного механизма	288
§ 15.8. Упрощенный выбор двигателя для следящих систем	290
§ 15.9. Выбор двигателя для следящих систем большой мощности	291
§ 15.10. Выбор двигателя для следящих систем малой мощности	293
§ 15.11. Выбор двигателя для следящей системы при синусоидальном законе движения	295
§ 15.12. Выбор шагового двигателя	296
§ 15.13. Выбор двигателей, работающих в заторможенном режиме	296
Заключение	298
Приложения. Технические данные некоторых серий электрических машин	299
Список литературы	326
Предметный указатель	327

Учебное издание

Николай Иванович Волков
Владимир Петрович Миловзоров

ЭЛЕКТРОМАШИННЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

Заведующая редакцией Л. А. Романова. Редактор Е. М. Романчук. Младший редактор И. А. Исаева. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Обложка художника В. М. Боровкова. Технический редактор З. В. Нуждина. Макетирование технического редактора Э. М. Чижевского. Корректор В. В. Кожуткина
ИБ 5875

Изд. № ЭР-416. Сдано в набор 25.09.85. Подп. в печать 20.03.86. Т-05998. Формат 60 × 90¹/₁₆. Бум. тип. № 2. Гарнитура таймс. Печать высокая. Объем 21 усл. печ. л. 42 усл. кр.-отт. 21,85 уч.-изд. л. Тираж 17000 экз. Зак. № 92. Цена 1 р. 20 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» им. А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.