Д. Э. Брускин

ГЕНЕРАТОРЫ, ВОЗБУЖДАЕМЫЕ ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

**Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Электрические машины»**

МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1974

6П2.1.081
Б89
УДК 621.313 (075)

Рецензенты:

Кафедра электрических машин Томского политехнического института (зав. каф. проф. Г. А. Сипайлов);
засл. деятель науки и техники РСФСР докт. техн. наук проф. А. И. Бертинов.

Брускин
Давид
Эмануилович

ГЕНЕРАТОРЫ,
ВОЗБУЖДАЕМЫЕ
ПЕРЕМЕННЫМ
ТОКОМ

Редактор С. М. Оводова. Художник Е. П. Зайкин. Художественный редактор Н. К. Гуторов. Технический редактор Э. М. Чижевский. Корректор Г. Н. Буханова

Т—07937 Сдано в набор 19/XII—73 г. Подп. к печати 30/V—74 г. Формат 60×90$^1/_{16}$ Бум. тип. № 2. Объем 8 печ. л. Усл. п. л. 8 Уч.-изд. л. 7,85 Изд. № СТД-184 Тираж 11 000 экз. Цена 27 коп. План выпуска литературы для вузов и техникумов издательства «Высшая школа» на 1974 г. Позиция № 118

Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14,
Издательство «Высшая школа»
Московская типография № 8 «Союзполиграфпрома»
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
Хохловский пер., 7. Зак. 4018.

Брускин Д. Э.

Б89 Генераторы, возбуждаемые переменным током. Учебн. пособие для вузов. М., «Высш. школа», 1974.

128 стр. с ил.

В книге рассматривается одно из возможных решений проблемы электроснабжения переменным током стабильной частоты при переменной скорости вращения приводного двигателя; исследуется рабочий процесс; приводятся расчет генератора переменного тока с возбуждением переменным током и анализ схем преобразования.

Предназначается для студентов вузов, обучающихся по специальности «Электрические машины». Может использоваться специалистами, занимающимися проектированием электрических машин.

Б $\frac{30307-104}{001(01)-74}$ 118—74 6П2.1.081

ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие современной полупроводниковой техники открывает широкие перспективы для введения в электрические машины новых элементов в виде полупроводниковых вентилей.

Органический синтез электрических машин и вентильных преобразователей электрической энергии может быть использован для решения многих проблем современной техники, в частности для создания электромашинно-полупроводниковых систем, в которых полупроводниковые вентили составляют неотъемлемую часть электрической машины и сообщают ей ряд свойств, которых она лишена. Весьма перспективны такие системы и для получения постоянной частоты при переменной скорости вращения генераторов, и для получения переменной частоты, необходимой для запуска и экономичного регулирования скорости вращения асинхронных двигателей.

Большая заслуга в разработке электромашинно-полупроводниковых систем принадлежит чл.-корр. АН СССР проф. Завалишину Д. А., который впервые в Советском Союзе опубликовал труды по вопросу синтеза электрических машин и полупроводниковых вентилей.

В настоящей книге рассматривается новый тип генератора, предложенный автором, теория работы которого ранее нигде не публиковалась. Кроме того, рассматриваются вопросы, связанные с работой таких генераторов совместно с преобразовательными полупроводниковыми устройствами.

Часть книги написана на базе работ, проводимых автором в Московском ордена Ленина энергетическом институте. В книге использованы материалы исследований, выполненных кандидатами технических наук Иваненко А. П. и Кравченко В. Б. под руководством автора.

Автор считает своим приятным долгом выразить благодарность заслуженному деятелю науки и техники РСФСР проф. Бертинову А. И. и коллективу кафедры электрических машин Томского политехнического института (зав. каф. проф. Сипайлов Г. А.), рецензировавшим книгу, за ряд ценных и полезных советов, а также канд. техн. наук Новаковской З. Д. и инженерам Зимниковой В. Д. и Ульяновскому В. Н. за помощь в оформлении книги.

Докт. техн. наук, проф. Д. Э. Брускин

Глава 1

СИСТЕМЫ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА СТАБИЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

Получение стабильной частоты при переменной скорости вращения генератора является одной из важных задач электроснабжения специальных установок. К таким установкам могут быть отнесены авиационные генераторы, приводимые во вращение от основного авиационного двигателя; танковые генераторы, приводимые во вращение от основной силовой установки; генераторы, приводимые во вращение от ветродвигателей, и др.

Для специальных установок характерна переменная скорость вращения генератора, определяемая режимом работы основной силовой установки. Диапазон изменения скорости вращения может быть весьма различным (для авиационных установок $1 \div 3$). Этим обстоятельством и можно объяснить применение в таких устройствах систем электроснабжения постоянного тока.

В случае применения генераторов постоянного тока задача сводится к поддержанию постоянного напряжения при различных скоростях вращения, что достаточно хорошо обеспечивается различными совершенными автоматическими регуляторами напряжения.

По ряду соображений во многих устройствах подобного типа возникла необходимость перехода на систему электроснабжения переменным током. В связи с этим требуется не только поддерживать постоянным напряжение, но и стабилизировать частоту при изменяющейся скорости вращения приводного двигателя.

Часто задача усложняется необходимостью обеспечить параллельную работу генераторных установок.

Не менее важной задачей является возможность получения регулируемой частоты от генераторов, вращающихся с постоянной скоростью и позволяющих наиболее экономично регулировать скорость вращения асинхронных двигателей.

Как первая, так и вторая задача (хотя на первый взгляд они кажутся совершенно противоположными) могут быть решены одними и теми же путями.

Получить постоянную частоту при условии изменяющейся скорости вращения первичного двигателя можно двумя способами: установкой между генератором и приводным двигателем такого устройства, которое при изменении скорости вращения входного вала поддерживало бы скорость вращения выходного вала неизменной, и генерированием переменного тока с переменной частотой, соответствующей скорости вращения двигателя, с последующим преобразованием частоты в постоянную.

Устройство, реализующее первый способ, называется *приводом постоянной скорости* (ППС). Получить такой привод можно путем применения механических, электромагнитных, гидравлических, воздушных и электромашинных устройств.

Устройство, реализующее второй способ, называется *системой переменной скорости постоянной частоты* (ПСПЧ). Получить такую систему можно применением либо различных вариантов электромашинных устройств, либо различного рода статических преобразователей.

§ 1.1. СИСТЕМЫ ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЫ С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ ВРАЩЕНИЯ

Из числа возможных систем электроснабжения стабильной частоты особое значение имеют преобразовательные системы, в которых электрическая энергия генерируется обычными бесконтактными синхронными генераторами, установленными непосредственно на валу двигателя, а частота стабилизируется электрическими методами посредством того или иного статического преобразователя частоты.

Большие достижения в области полупроводниковой техники, создание мощных компактных управляемых вентилей дают возможность применять различные системы со статическими преобразователями. Разработанные в конце 50-х гг. кремниевые управляемые вентили (тиристоры) знаменуют собой революцию в преобразовательной технике, подобную той, которую произвели в электронике полупроводниковые триоды (транзисторы), вытеснившие из многих областей электронные лампы.

Тиристоры имеют характеристики, качественно подобные характеристикам ионных управляемых вентилей, однако отличаются от последних значительно меньшими размерами, большими к.п.д., механической прочностью, большим допустимым интервалом рабочей температуры, мгновенной готовностью к работе. Эти преимущества тиристоров позволяют по-новому оценить практическую пригодность для тех или иных конкретных целей многих систем преобразования тока, разработанных ранее применительно к ионным вентилям. Кроме того, значительно меньшее время восстановления управляемости тиристоров позволяет создавать на их основе новые перспективные преобразовательные устройства.

Из наиболее перспективных систем статических преобразователей частоты можно отметить следующие:

с выпрямлением и инвертированием;

с непосредственным преобразованием на базе тиристорного преобразователя частоты с переменным углом управления;

с модуляцией частоты в генераторе и последующей коммутацией модулированного напряжения с помощью тиристорного модулятора.

Указанные преобразователи частоты имеют свои преимущества и недостатки. Преобразователи частоты должны, как правило, обеспечивать передачу активной энергии в одном направлении от источника энергии к нагрузке. В отношении передачи реактивной энергии все известные типы преобразователей можно разбить на две группы:

не позволяющие передавать от питающей сети реактивную энергию, потребляемую нагрузкой, и требующие поэтому генерирования реактивной энергии непосредственно в приемной сети (с помощью статических конденсаторов). В преобразователях этого типа обычно используется принцип инвертирования на стороне нагрузки и в них можно выделить явно или неявно выраженное звено постоянного тока;

обеспечивающие передачу всей (или части) реактивной энергии, потребляемой нагрузкой, от питающей сети, для чего одни и те же вентили в схеме преобразователя должны попеременно работать то в выпрямительном, то в инверторном режиме. Преобразователи этой группы требуют обычно большего числа вентилей и более сложных систем управления.

§ 1.2. СИСТЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С ВЫПРЯМЛЕНИЕМ И ИНВЕРТИРОВАНИЕМ (СО ЗВЕНОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА)

Особенностью систем преобразователей частоты с выпрямлением и инвертированием является преобразование переменного тока изменяемой частоты f_1 сначала в постоянный ток (выпрямление), а затем постоянного тока в переменный ток неизменной частоты f_2 (инвертирование).

Основным узлом преобразователей такого типа является **инвертор**, во многом определяющий характеристики и основные показатели всей системы. Если в приемной сети преобразователя отсутствуют синхронные машины (генераторы, которые могут быть источниками активной и реактивной мощности, либо конденсаторы, которые служат источниками реактивной мощности), то в инверторном звене применяется независимый инвертор. Независимый (автономный) инвертор может работать на сеть, не содержащую других источников энергии этой же частоты.

Поскольку в независимых инверторах используются тиристоры (в которых управляющий электрод может лишь открыть прибор, но не может ни запереть его, ни управлять током, протекающим через него), в схеме или в приемной сети должны быть обязательно предусмотрены средства, обеспечивающие гашение ранее работавшего вентиля при зажигании следующего, а следовательно, и переход тока с одного вентиля на другой (коммутация тока). В качестве таких средств наиболее часто используются статические конденсаторы (инвертор с емкостной коммутацией). Обычно эти же конденсаторы являются источниками реактивной энергии, потребляемой самим инвертором, а также нагрузкой.

Форма кривой напряжния на выходе независимого инвертора отличается от синусоидальной и зависит от схемы инвертора, схемы управления и вида нагрузки. Величина выходного напряжения зависит от схемы инвертора, параметров нагрузки, рабочей частоты и величины входного напряжения. Рабочая частота независимого инвертора определяется только частотой импульсов, подаваемых от системы управления на управляющие электроды вентилей инвертора, и не зависит ни от параметров нагрузки, ни от напряжения питания.

В зависимости от способа включения коммутирующих конденсаторов различают параллельные, последовательные, последовательно-параллельные и другие схемы независимых инверторов. Независимо от способа включения коммутирующих конденсаторов все перечисленные типы инверторов могут быть выполнены по любой из известных одно- или трехфазных схем как с выводом нулевой точки, так и мостовых.

Основную трудность при использовании независимых инверторов составляет поддержание неизменного напряжения на выходе при изменении нагрузки, так как из-за падающей внешней характеристики это напряжение может весьма сильно изменяться. Для стабилизации напряжения может быть использовано несколько различных способов, которые в значительной мере усложняют весь преобразователь.

Получение кривой выходного напряжения, достаточно близкой к синусоидальной, не представляет обычно большой трудности. Так, при использовании схемы с шестифазным режимом инвертирования (например, трехфазной мостовой схемы) выходное напряжение даже без фильтрации имеет достаточно благоприятную форму кривой. Имеющиеся в данном случае высшие гармоники могут быть устранены применением несложных фильтров, а коэффициент искажения кривой выходного напряжения может быть доведен до единиц или долей процента. Особенно просто осуществляется сглаживание кривой выходного напряжения при неизменной выходной частоте.

Поддержание стабильной выходной частоты не является сложной технической задачей, поскольку у независимых инверторов частота выходного напряжения определяется только частотой импульсов, подаваемых от системы управления. Поэтому для получения стабильной частоты инвертора необходимо в качестве задающего генератора системы управления использовать соответствующий источник импульсов. Так, нестабильность частоты генерируемых импульсов мультивибратора может составлять 1—2%, камертонного генератора — 0,1—0,5%.

Помимо задающего генератора в системе управления необходимо иметь **коммутатор импульсов**, обеспечивающий подачу импульсов на управляющие электроды вентилей инвертора в определенной последовательности в соответствии с порядком их работы.

Структурная схема вентильного преобразователя частоты со звеном постоянного тока приведена на рис. 1.1. Коммутирующие конденсаторы, являющиеся источником реактивной энергии, включены в состав автономного инвертора, в который они органически входят параллельно, последовательно или последовательно-параллельно.

Если выпрямитель и инвертор выполнены по какой-либо из схем с шестифазным режимом инвертирования (трехфазная мостовая

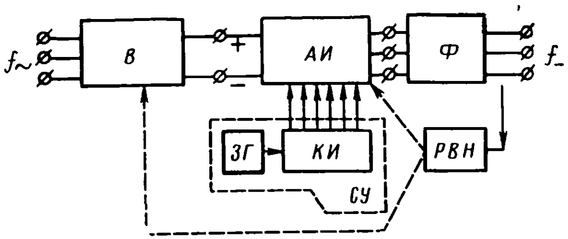

Рис. 1.1. Структурная схема вентильного преобразователя частоты с промежуточной явно выраженной цепью постоянного тока:

В — выпрямитель; *АИ* — автономный инвертор; *Ф* — фильтр выходного напряжения; *СУ* — система управления; *ЗГ* — задающий генератор; *КИ* — коммутатор импульсов; *РВН* — регулятор выходного напряжения

либо две звезды с уравнительным реактором), то в состав каждого из них входит по шесть вентилей, т. е. число вентилей равно двенадцати.

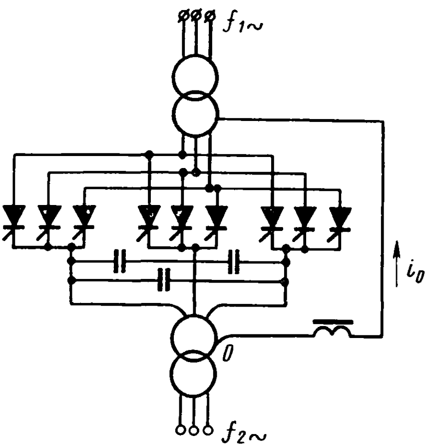

Рис. 1.2. Схема преобразователя частоты с неявно выраженной цепью постоянного тока

Преобразователи частоты, использующие автономные инверторы, могут быть построены также и по схемам с неявно выраженной цепью постоянного тока или вообще без звена постоянного тока, в которых процессы выпрямления и инвертирования совмещены в одних и тех же вентилях. В качестве примера на рис. 1.2 показана схема трехфазно-трехфазного преобразователя частоты, где имеется лишь один провод, по которому течет постоянный ток (соединяющий нулевые точки инверторного и выпрямительного трансформаторов). В схемах такого типа общее число вентилей равно произведению числа фаз выпрямления и инвертирования.

Преобразователи частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока или без него могут работать при любом соотношении входной и выходной частоты ($f_1 \gtrless f_2$), однако, когда эти частоты близки, нагрузка вентилей оказывается непостоянной во времени, а в кривой выходного напряжения в результате воздействия входного напряжения могут появляться колебания.

Недостатком схем с совмещенными функциями выпрямления и инвертирования в одних и тех же вентилях по сравнению со схемами с явно выраженным звеном постоянного тока является значительное усложнение системы управления, особенно если для стабилизации или регулирования выходного напряжения требуется управлять углом зажигания вентилей в выпрямительном режиме. Общее число вентилей в таких схемах при шестифазных режимах выпрямления и инвертирования в 1,5 раза больше (18 вместо 12).

Однако эти схемы обладают и другими существенными недостатками. Основная трудность связана с их крутопадающей внешней характеристикой и отсутствием в обычной схеме инвертора достаточно простого и удобного способа регулирования или стабилизации выходного напряжения. Кроме того, в таких схемах из-за наличия звена постоянного тока невозможно обеспечить генерирование реактивной мощности, т. е. необходимо дополнительно включать источники реактивной мощности (синхронные компенсаторы или конденсаторы). Наконец, двойное преобразование электрической энергии, безусловно, должно сказаться и на к.п.д. всего преобразователя.

Достоинством указанных выше схем является возможность использования питающего генератора с любой номинальной частотой.

§ 1.3. СИСТЕМЫ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ НА БАЗЕ ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ПЕРЕМЕННЫМ УГЛОМ УПРАВЛЕНИЯ

В преобразователях частоты с непосредственной связью кривая выходного напряжения формируется из участков («вырезок») синусоид входного напряжения. Работа таких преобразователей основана на теории управляемых выпрямителей и зависимых инверторов.

Для выявления особенностей этих преобразователей рассмотрим сначала преобразователь с однофазным выходом (рис. 1.3). Зависимости напряжения на нагрузке от частоты преобразователя даны на рис. 1.4, где жирной линией показаны кривые напряжения на нагрузке при работе вентилей *1*, *2* и *3* в выпрямительном режиме при нулевом ($\alpha=0$, рис. 1.4, *а*) и ненулевом ($\alpha=45°$, рис. 1.4, *б*) углах управления; причем принято, что вентили *4, 5* и *6* при этом заперты и что нагрузка $Z_н$ имеет активно-индуктивный характер ($Z_н=R_н+jX_н$). В этом случае выпрямленный ток является непрерывным. Среднее значение выпрямленного напряжения относительно нулевой точки трансформатора

$$U_н=U_d=U_{d0}\cos\alpha, \qquad (1.1)$$

где $U_{d0}=\sqrt{2}U_ф\dfrac{\sin(\pi/m_1)}{\pi/m_1}$ — наибольшее значение выпрямленного напряжения, получающееся при $\alpha=0$ (здесь m_1 — число фаз на входе системы преобразования).

На рис. 1.4, *в* показана кривая выпрямленного напряжения при $\alpha=90°$, когда среднее значение напряжения на нагрузке равно нулю (предполагается, что $x_н/R_н \to \infty$).

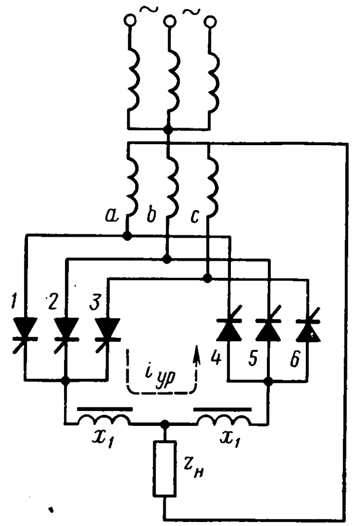

Рис. 1.3. Преобразователь с однофазным выходом

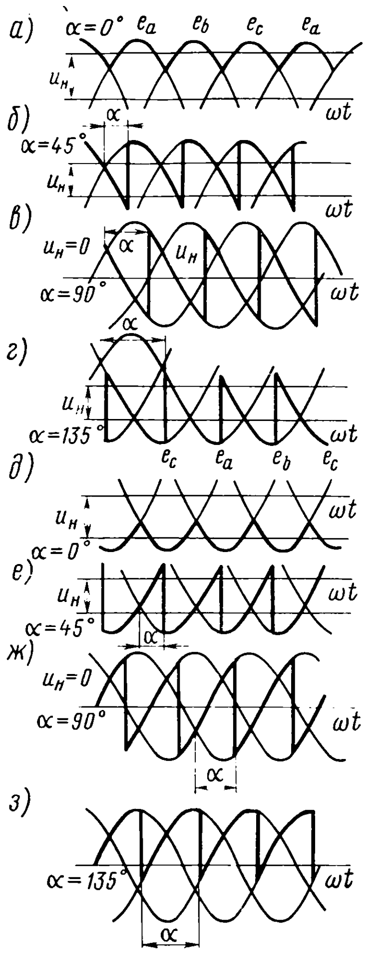

Рис. 1.4. Зависимость напряжения на нагрузке от частоты при работе вентилей *1, 2, 3* в выпрямительном (*а*, *б*), граничном (*в*) и инверторном (*г*) режимах; при работе вентилей *4, 5, 6* в выпрямительном (*д, е*), граничном (*ж*) и инверторном (*з*) режимах

График, приведенный на рис. 1.4, *г*, соответствует инверторному режиму работы вентилей *1, 2, 3,* при котором энергия из цепи нагрузки передается в цепь переменного тока. Данный режим обычно наблюдается при $\alpha>90°$ (здесь $\alpha=135°$), причем полярность среднего значения напряжения $U_н$ при этом является обратной (по сравнению с полярностью выпрямительного режима), а ток через вентили и через нагрузку протекает в прежнем направлении.

На рис. 1.4, *д—з* показаны аналогичные графики для случая работы вентилей *4, 5, 6* при $\alpha=0$, 45, 90 и 135°. При $\alpha<90°$ имеет место выпрямительный, а при $\alpha > 90°$ — инверторный режим, однако, поскольку вентили *4, 5, 6* имеют обратное по сравнению с вентилями *1, 2, 3* включение, при их работе получается противоположная (по отношению к рис. 1.4, *а—г*) полярность напряжения на нагрузке.

Если теперь угол управления вентилей *1, 2, 3* изменять по синусоиде *1*, а вентилей *4, 5, 6* — по синусоиде *2* (рис. 1.5, *а*), то на зажимах нагрузки будет получаться напряжение $U_н$, основная составляющая которого также имеет вид синусоиды (рис. 1.5, *б*). При этом на участке, где угол α вентилей *1, 2, 3* изменяется от 90 до 0° и затем от 0 до 90°, формируется положительная полуволна выходного напряжения. На участке, где угол α вентилей *4, 5, 6* принимает значения, меньшие 90°, формируется отрицательная полуволна

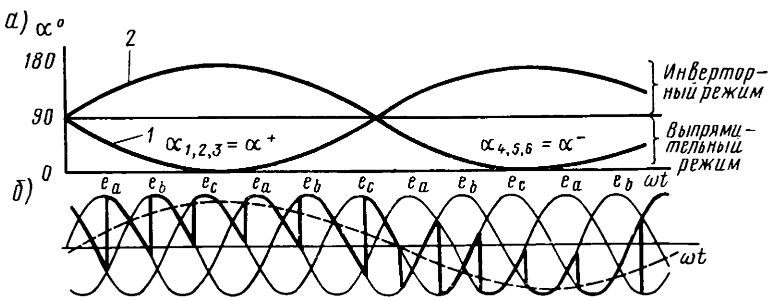

Рис. 1.5. Графики изменения угла управления в зависимости от частоты

напряжения $U_н$. Назовем вентили *1, 2, 3* группой положительной полярности (α^+), а вентили *4, 5, 6* — группой отрицательной полярности (α^-).

Графики, приведенные на рис. 1.5, соответствуют случаю, когда основная гармоника тока нагрузки совпадает с основной гармоникой напряжения, и обе группы вентилей, формирующие соответствующие полуволны напряжения и тока, все время работают в выпрямительном режиме.

Если нагрузка имеет активно-индуктивный характер, то основная гармоника тока нагрузки $i_н$ будет сдвинута в сторону отставания от $u_н$ на угол φ (рис. 1.6, *а*). В этом случае группа вентилей положительной полярности (*1, 2, 3*) будет работать в выпрямительном режиме (когда ток и напряжение нагрузки положительны); при смене знака напряжения на отрицательный — в инверторном режиме. На участке инверторного режима накопленная в активно-индуктивной нагрузке энергия будет отдаваться обратно в питающую сеть.

Аналогичное чередование режимов будет наблюдаться и у группы вентилей отрицательной полярности (*4, 5, 6*).

На рис. 1.6, *б* показаны графики изменения угла управления α^+ и α^- у обеих групп вентилей, причем сплошными линиями выделены рабочие участки, где та или иная группа пропускает соответствующую полуволну тока и формирует часть кривой выходного напряжения. Штриховыми линиями показаны нерабочие участки, где та или иная группа вентилей не участвует в образовании кривой напряжения на нагрузке. Из рис. 1.6, *б* видно, что при активно-индуктивной нагрузке очередная группа вентилей начинает работать при $\alpha<90°$, проходит угол $\alpha=0°$, доходит до 90°, после чего переходит в инверторный режим и кончает работать при $\alpha>90°$.

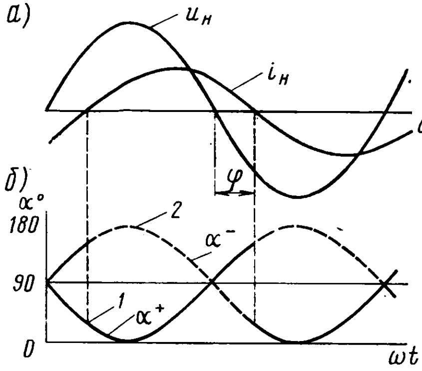

Рис. 1.6. Кривые тока и напряжения при активно-индуктивной нагрузке

Чередование выпрямительного и инверторного режимов будет происходить и при активно-емкостной нагрузке, когда основная гармоника тока нагрузки опережает основную гармонику напряжения.

Таким образом, если коэффициент мощности нагрузки изменяется, то углы управления групп вентилей положительной и отрицательной полярности (α^+ и α^-) также изменяются по противофазным синусоидам *1* и *2* (см. рис. 1.6, *б*), причем смена рабочих интервалов каждой группы вентилей (соответствующих рабочим участкам синусоид *1* и *2*) характеризуется моментами перехода кривой тока нагрузки через нуль, а смена режимов каждой группы вентилей (от выпрямительного режима к инверторному либо при *RC* нагрузке от инверторного к выпрямительному) — моментами перехода через нуль основной гармоники напряжения. При этом всегда

$$\alpha^+ + \alpha^- = 180°. \tag{1.2}$$

Рассмотренный случай, когда угол α изменяется от $\alpha_{min}=0$ до $\alpha_{max}=180°$, обеспечивает получение наибольшего выходного напряжения. Если же диапазон изменения угла управления $\Delta\alpha=\alpha_{max}-\alpha_{min}$ уменьшить, то и амплитуда выходного напряжения понизится.

Следовательно, основными преимуществами преобразователя с переменным углом управления являются:

1) простота силовой схемы, содержащей лишь управляемые вентили. Коммутация (переключение) вентилей в преобразователе этого типа происходит под действием переменного напряжения питающей сети и поэтому специальные коммутирующие устройства (например, конденсаторы, необходимые в преобразователях частоты, основанных на использовании автономных инверторов) не нужны;

2) возможность поддержания неизменной выходной частоты при изменяемой входной. Частота на выходе определяется только

частотой изменения угла управления, т. е. целиком задается блоком управления преобразователей;

3) возможность передачи энергии в обоих направлениях, что позволяет обойтись в приемной сети без специальных генераторов реактивной мощности и передавать реактивную энергию, нужную для активно-индуктивной нагрузки, из питающей сети.

Необходимо в то же время отметить и принципиальные недостатки, свойственные преобразователям данного типа:

1) наличие высших гармоник в кривой напряжения и нагрузке, что требует применения на выходе преобразователя сглаживающих фильтров. Для уменьшения искажений выходного напряжения и увеличения относительной частоты высших гармоник (что облегчает их сглаживание) необходимо увеличивать отношение входной и выходной частот, а также число фаз m_1 на входе преобразователя;

2) снижение выходного напряжения по сравнению с входным. Так, в схеме трехфазно-однофазного преобразователя при полном изменении угла управления от 0 до 180° теоретически действующее значение напряжения на нагрузке

$$U = U_2 = U_{1ф} \frac{\sin(\pi/3)}{\pi/3} = 0{,}83U_{1ф}. \qquad (1.3)$$

Однако на практике угол α нельзя доводить до 180°, так как при инверторном режиме необходимо обеспечивать определенное время для восстановления управляемости вентилей после их запирания, поэтому и $\alpha > 0$ и $\Delta\alpha = 150 \div 160°$. Кроме того, следует учесть снижение выходного напряжения за счет внутреннего индуктивного сопротивления источника питания, приводящего к появлению угла перекрытия, падение напряжения на элементах сглаживающих фильтров, на вентилях и т. д. В результате на практике действующим значением считают выходное напряжение $U_2 = (0{,}5 \div 0{,}7)\, U_{1ф}$. Поэтому для получения достаточно высокого напряжения U_2 приходится повышать питающее напряжение либо применять на выходе преобразователя повышающий трансформатор;

3) импульсный характер входного тока из-за включения и выключения отдельных вентилей. При таком токе большую роль начинают играть внутренние реактивные сопротивления источника питания, имеющие обычно индуктивный характер. На этих сопротивлениях в моменты отпирания и запирания соответствующих вентилей возникает э.д.с. самоиндукции, и напряжение на входных зажимах преобразователя получается несинусоидальным.

Из сказанного следует, что при использовании таких преобразователей к генератору предъявляется ряд дополнительных требований: генератор должен иметь частоту, значительно большую, чем выходная частота преобразователя, и обладать малым переходным реактивным сопротивлением.

Выше была рассмотрена схема трехфазно-однофазного преобразователя частоты. Эта схема, хотя и не имеет большого практического значения, однако позволяет благодаря своей простоте выявить все основные закономерности и особенности, свойственные данному способу преобразования частоты.

На рис. 1.7 показана схема трехфазно-трехфазного преобразователя, основанная, как и ранее (см. рис. 1.3), на использовании простой трехфазной схемы выпрямления с нулевой точкой. Линейное выходное напряжение трехфазного преобразователя образуется как разность соответствующих фазных напряжений. На выходе преобразователя включен сглаживающий фильтр, который в простейшем случае состоит из дросселей индуктивностью $L_ф$ и конденсаторов емкостью $C_ф$. Дроссели служат также для ограничения уравнительных токов.

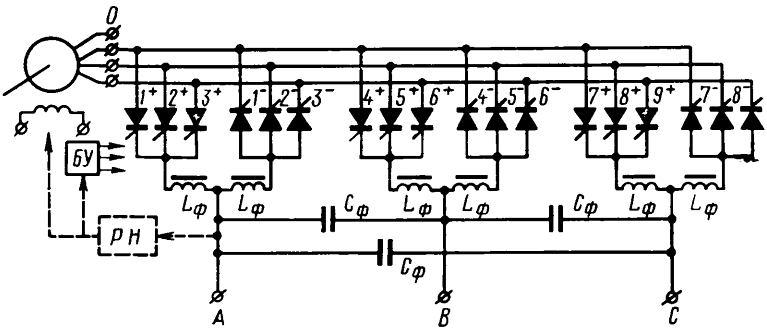

Рис. 1.7. Схема трехфазного преобразователя:
БУ — блок управления; *РН* — реле напряжения

Кривые выходных фазных и линейных напряжений приведены на рис. 1.8. Угол управления α любого из вентилей определяется моментом пересечения двух синусоид (рис. 1.8, *б*), а именно: синусоиды с высокой частотой (равной входной частоте), максимум которой совпадает с точкой естественного отпирания данного вентиля, и синусоиды с низкой частотой, равной выходной частоте. При этом каждая синусоида низкой частоты является общей для всех вентилей, формирующих напряжение определенной полярности данной фазы на выходе; например, на рис. 1.8, б синусоида $u_A{}^+$, показанная жирной линией, является общей для вентилей 1^+, 2^+, 3^+ (см. рис. 1.7), а противофазная ей синусоида $u_A{}^-$ — общей для вентилей 1^-, 2^-, 3^-. Каждая синусоида высокой частоты также является общей для трех вентилей, присоединенных к данной входной фазе своими анодами; например, синусоида, обозначенная на рис. 1.8, *б* цифрой *I*, является общей для вентилей 1^+, 4^+, 7^+. Аналогично противофазная ей синусоида *IV* оказывается общей для трех вентилей группы отрицательной полярности (1^-, 4^- и 7^-), присоединенных к данной фазе своими катодами.

На рис. 1.8, *а* показаны синусоиды трех фазных входных напряжений e_a, e_b, e_c. Точки их пересечения определяют моменты естественного отпирания вентилей (т. е. при $\alpha=0$). Относительно этих моментов отсчитываются углы управления соответствующих вентилей.

Указанным способом построены кривые двух фазных напряжений u_{A0} и u_{B0} (рис. 1.8, *в* и *г*). При этом принято, что токи обеих групп непрерывны и что каждая группа вентилей работает только при формировании соответствующей полуволны напряжения (в действительности эти допущения противоречивы, так как первое из них означает, что в цепи каждой группы вентилей имеется достаточно большая индуктивность, а второе предполагает работу преобразователя при чисто активной нагрузке).

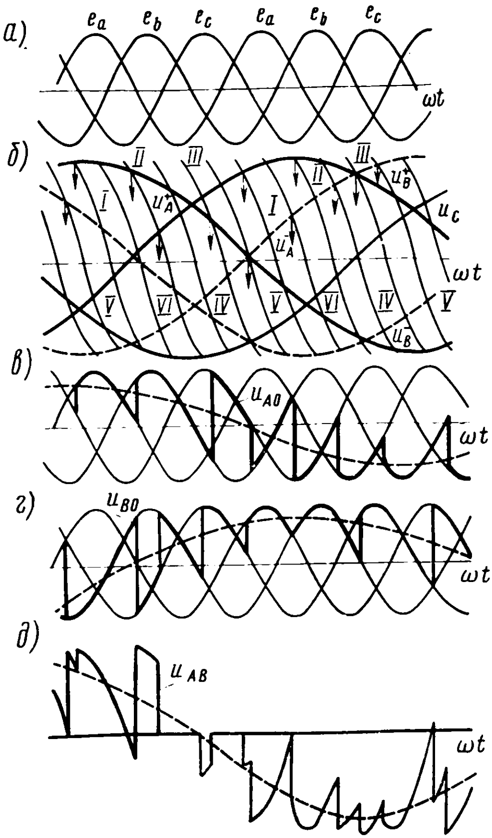

Рис. 1.8. Кривые фазных и линейных напряжений

Другим важным допущением при рассмотрении работы данного преобразователя (как и раньше для трехфазно-однофазного преобразователя, см. рис. 1.3 и 1.4) является то, что здесь не учитываются реактивные сопротивления источника питания, хотя они, как уже было сказано, весьма сильно влияют на процессы в преобразователях с непосредственной связью. Их учет сильно усложнил бы проведение всех построений.

По кривым фазных выходных напряжений u_{A0} и u_{B0} на рис. 1.8, *д* построена кривая линейного напряжения u_{AB} трехфазно-трехфазного преобразователя.

На рис. 1.8 принято, что высокочастотные и низкочастотные синусоиды имеют одинаковые амплитуды. В этом случае $\alpha_{min}=0$, диапазон изменения угла относительно его начального значения ($\alpha_{нач}=90°$) наибольший ($\Delta\alpha=\alpha_{нач}-\alpha_{min}=90°$) и выходное напряжение также наибольшее. Если, однако, уменьшить амплитуду всех трех низкочастотных синусоид, то α_{min} будет больше нуля и соответственно уменьшится и выходное напряжение: $U_2/U_{2\,нб}=\cos\alpha_{min}$.

Способ построения кривых выходного напряжения, показанный на рис. 1.8, может быть использован и в практических схемах для получения управляющих импульсов в нужные моменты времени. Так, при подаче на какую-либо схему сравнения двух синусоидальных напряжений (токов), имеющих входную f_1 и выходную f_2 частоты и соответствующие фазы (см. рис. 1.8, *б*), можно получить на выходе ее импульс в момент равенства (пересечения) указанных напряжений. Этот импульс после необходимого усиления может быть подан на управляющий электрод соответствующего вентиля. Данный способ позволяет также весьма просто регулировать величину выходного напряжения, для чего надо соответственно изменять амплитуду синусоид низкой частоты, подаваемых на вход схем сравнения (нуль-органов).

Как уже указывалось, для улучшения кривой выходного напряжения целесообразно увеличивать число фаз на входе преобразователя m_1. При этом следует включать тиристоры по трехфазной мостовой схеме, которая является эквивалентной шестифазной ($m_{1\,\text{экв}}=6$). В этом случае питающая сеть и питающий генератор остаются трехфазными, в то время как при использовании обычных шестифазных схем (например, шестифазной звезды с нулевым выводом) генератор также должен быть шестифазным, причем использование его ухудшается (либо необходим специальный трансформатор для перехода от трехфазной системы к шестифазной).

Помимо полного использования расчетной мощности генератора трехфазная мостовая схема позволяет также увеличить вдвое напряжение на нагрузке при сохранении прежних значений питающего напряжения и напряжения на тиристорах.

Преобразователи частоты с переменным углом управления могут быть выполнены и по другим схемам.

§ 1.4. СИСТЕМЫ С МОДУЛЯЦИЕЙ ЧАСТОТЫ В ГЕНЕРАТОРЕ С ПОСЛЕДУЮЩЕЙ КОММУТАЦИЕЙ МОДУЛИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ *

На рис. 1.9 представлена принципиальная схема стабилизации частоты с помощью модуляции. Генератор *Г* вращается со скоростью ω_1, изменяющейся в пределах от $\omega_{1\,\min}$ до $\omega_{1\,\max}$. Пусть генератор дает напряжение $u_1=U_{10}\sin(\omega_1 t+\varphi_1)$ с частотой, изменяющейся от $f_{1\,\min}$ до $f_{1\,\max}$. Частоту f_1 будем называть высокой частотой. Частота $f_{1\,\min}$ должна быть выбрана такой, чтобы она была достаточно велика по сравнению с выходной частотой f_2, которую нужно поддерживать стабильной. Частоту f_2 будем называть низкой частотой.

Ток высокой частоты поступает в модулятор *М*, в котором осуществляется модуляция тока высокой частоты по амплитуде с частотой f_2. Модулятор *М* может быть выполнен по такому принципу, что мощность, поступающая от источника с частотой f_2 для обеспе-

* Схема проф. Брускина Д. Э., авторское свидетельство № 83602.

чения модуляции, может быть достаточно мала. Напряжение на выходе модулятора $u_2 = U_{20}[1+\sin(\omega_2 t+\varphi_2)]$, где $\omega_2 = \text{const}$. Ток, поступающий с модулятора, выпрямляется далее в элементе схемы *В*, на выходе которого получается напряжение низкой частоты с постоянной составляющей и высшими гармоническими, кратными высокой частоте: $u_3 = U_{30}[1+\sin(\omega_2 t+\varphi_2)]\sin(\omega_1 t+\varphi_1)$. Фильтрация высших гармонических производится фильтром *Ф*, на выходе которого получается напряжение $u_4 = U_{40}[1+\sin(\omega_2 t+\varphi_2)]$.

Таким образом, эта схема позволяет получить напряжение стабильной частоты независимо от изменения высокой частоты.

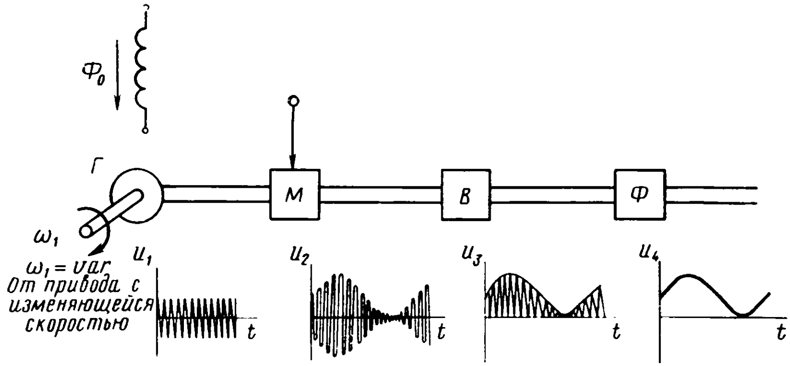

Рис. 1.9. Структурная схема стабилизации частоты генератора, вращающегося с переменной скоростью

Описанный принцип дает возможность осуществить параллельную работу нескольких генераторов, для чего нужно их модуляторы питать от одного источника стабильной частоты.

Принципиальная схема стабилизации частоты по принципу модуляции может быть реализована различными путями. Представляет интерес схема стабилизации частоты с помощью трехфазного модулятора, выполненного в виде вращающегося трансформатора. Однако наиболее простой, а следовательно, и более перспективной является схема стабилизации частоты с помощью модулятора, совмещенного с генератором высокой частоты.

На рис. 1.10 показана принципиальная схема стабилизации частоты с помощью модулятора, совмещенного с генератором. Генератор-модулятор *ГМ* выполнен как обычный синхронный генератор, однако его обмотка возбуждения питается не постоянным током, а суммой постоянного тока и тока стабильной частоты f_2. Благодаря этому магнитный поток ротора изменяется по закону

$$\Phi_{10} = \Phi_{20}[1+\sin(\omega_2 t+\varphi_2)]. \qquad (1.4)$$

При вращении ротора *ГМ* со скоростью ω_1 напряжение

$$u_1 = U_{10}[1+\sin(\omega_2 t+\varphi_2)]\sin(\omega_1 t+\varphi_1). \qquad (1.5)$$

Это напряжение выпрямляется выпрямителем B, фильтруется от высоких гармонических, кратных высокой частоте f_1, и подается на первичную обмотку трансформатора Tp. Со вторичной обмотки трансформатора в сеть снимается напряжение

$$u_3 = U_{30} \sin(\omega_2 t + \varphi_2). \tag{1.6}$$

Следует отметить, что мощность, передаваемая трансформаторным путем через обмотку возбуждения, будет в значительной мере зависеть от отношения частоты вращения к частоте возбуждения ω_1/ω_2. Чем больше это отношение, тем меньше величина дополнительной мощности возбуждения по сравнению с мощностью генератора высокой частоты.

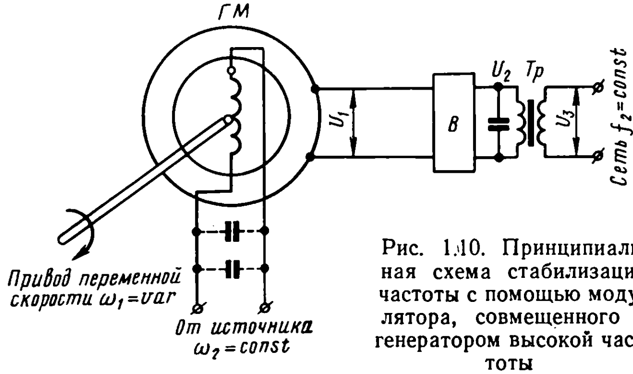

Рис. 1.10. Принципиальная схема стабилизации частоты с помощью модулятора, совмещенного с генератором высокой частоты

Основным принципиальным недостатком описанной модуляционной схемы стабилизации частоты (см. рис. 1.9 и 1.10) является наличие постоянной составляющей тока после выпрямителя. Избавиться от нее можно только путем преобразования ее в переменный ток с помощью управляемого нелинейного устройства (вентилей или механических коммутаторов). Наиболее целесообразным представляется выполнение коммутатора на тиристорах.

Для обеспечения необходимой формы кривой напряжения на выходе системы устанавливается емкостный фильтр. Габариты и вес фильтра определяются заданным коэффициентом нелинейных искажений выходного напряжения, который в свою очередь определяется соотношением частот f_2 и f_1, а также числом фаз генератора. Коэффициент нелинейных искажений уменьшается при увеличении скорости вращения генератора и числа фаз генератора. Чем больше отношение частоты вращения к частоте возбуждения, тем меньше коэффициент искажения формы кривой напряжения.

В генераторе, входящем в систему стабилизации частоты с модуляцией, целесообразно применять в качестве основного источника электрической энергии индукторный генератор, возбуждаемый переменным током.

Возможны два варианта исполнения системы в зависимости от фазности выходного напряжения — однофазная и трехфазная. Однофазная система стабилизации частоты состоит из следующих основных элементов (рис. 1.11): трехфазного генератора $Г_{\sim}$; блока возбуждения B_{f2}, которым является генератор постоянной частоты *ГПЧ*; коммутатора *К*, состоящего из двенадцати управляемых кремниевых вентилей; блока управления *БУ*; выходного фильтра *Ф*; реле напряжения *РН*; системы защиты преобразователя и генератора *РЗ*; контактной группы защиты *КГЗ* и нагрузки *Н*.

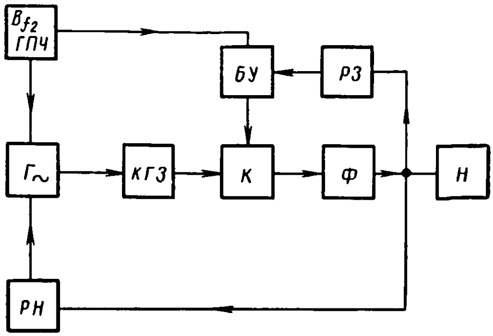

Рис. 1.11. Структурная схема системы стабилизации частоты для однофазной нагрузки

Отдельные элементы на принципиальной схеме стабилизации частоты (рис. 1.12) не развернуты, так как возможно несколько вариантов представления схемы в зависимости от принципа ее действия.

На рис. 1.13 приведена структурная схема системы стабилизации частоты для трехфазной нагрузки. Генератор в этой системе практически состоит из трех отдельных генераторов, расположенных в одном корпусе, с раздельными цепями возбуждения и общим ротором. На рис. 1.14 представлена структурная схема генераторного входа. Возбудителем генераторов является генератор постоянной частоты (ГПЧ) с трехфазным выходом.

Схема управления преобразователями состоит из трех отдельных схем, схема защиты системы — также из трех отдельных схем, действующих на управление вентилей и на отключение отдельных генераторов.

Схема управления коммутатором должна:

формировать прямоугольные импульсы тока управления, частота следования которых равна частоте модуляции;

иметь величину импульсов тока, достаточную для надежного открывания управляемых диодов;

обеспечивать поочередное открывание мостов коммутатора, сдвинутое по времени на половину периода низкой частоты;

давать возможность автоматически менять фазу управляющего сигнала в соответствии с фазой огибающей промодулированного напряжения генератора для получения минимальных искажений.

Структурная схема управления коммутатором приведена на рис. 1.15. Импульсы со вторичной обмотки трансформатора поступают на диодный мост. На выходе моста получаются импульсы отрицательной полярности, которыми производится запуск ждущего мультивибратора. Длительность выходных импульсов ждущего мультивибратора регулируется изменением величины фазосдвигающего напряжения, поступающего с блока формирования этого

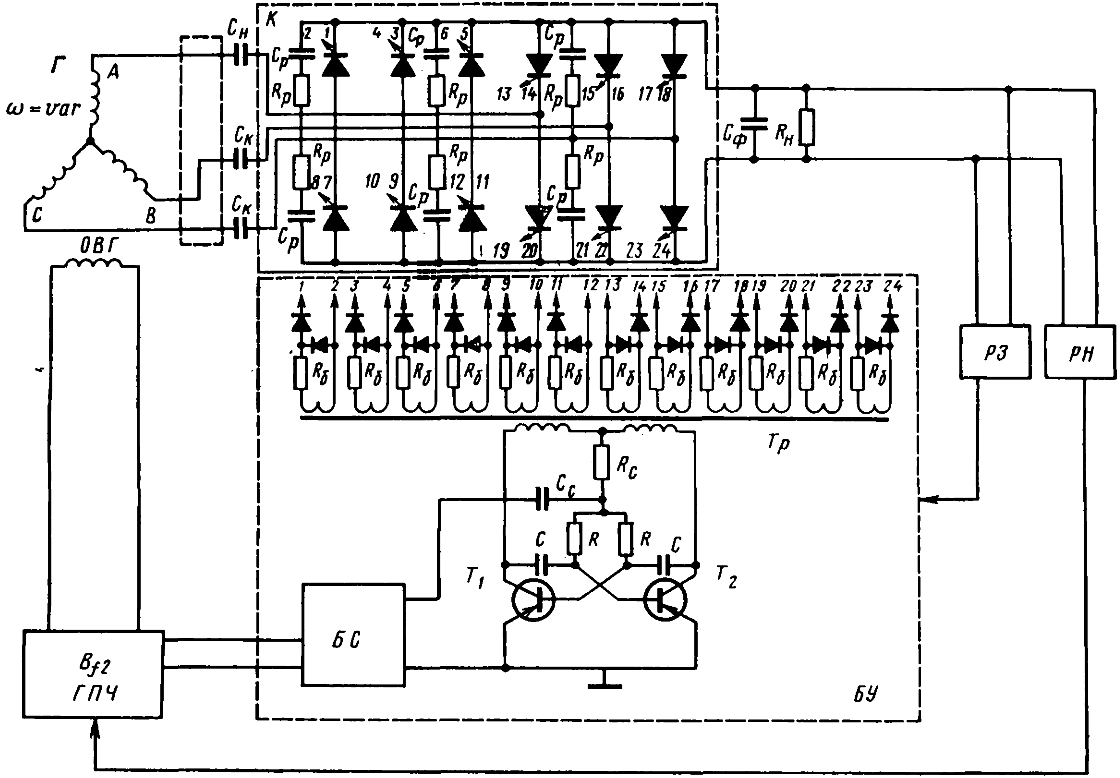

Рис. 1.12. Принципиальная электрическая схема системы стабилизации частоты однофазной нагрузки:

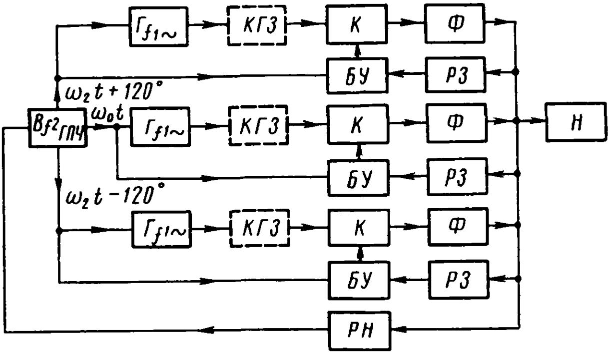

Рис. 1.13. Структурная схема системы стабилизации частоты для трехфазной нагрузки:

В — возбудитель; *Г* — генератор-модулятор; *КГЗ* — контактная группа защиты; *К* — коммутатор; *Ф* — фильтр; *Н* — нагрузка; *БУ* — блок управления; *РЗ* — реле защиты; *РН* — реле напряжения

напряжения. Изменение длительности импульсов происходит за счет перемещения заднего фронта. За изменением заднего фронта следуют импульсы положительной полярности, получаемые на выходе дифференцирующей цепочки и обусловленные задним фронтом. Этими импульсами производится синхронизация силового мультивибратора. Благодаря сдвигу синхронизирующих импульсов происходит изменение фазы прямоугольных импульсов управления коммутатором, генерируемых силовым мультивибратором.

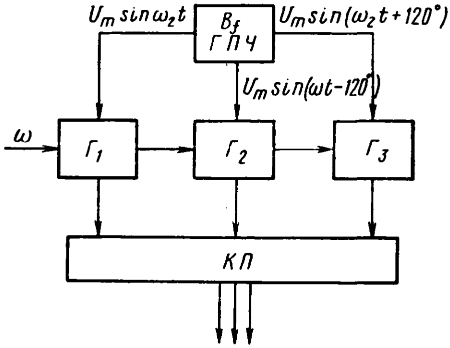

Рис. 1.14. Структурная схема генераторного входа:

B_f — блок возбуждения; $Г_1$—$Г_3$ — генераторы; *КП* — коммутатор-преобразователь

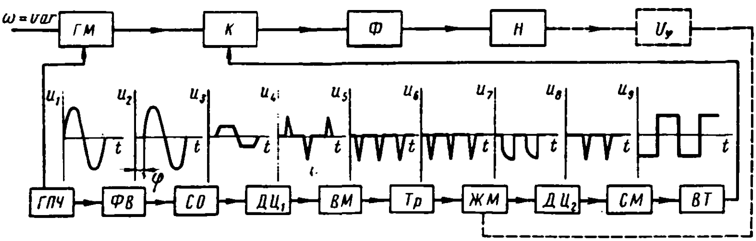

Рис. 1.15. Структурная схема управления коммутатором:

ГПЧ — генератор постоянной частоты; *ГМ* — генератор-модулятор; *К* — коммутатор; *Ф* — фильтр; *Н* — нагрузка; *ФВ* — фазовращатель; *СО* — схема ограничения; $ДЦ_1$ и $ДЦ_2$ — дифференцирующие цепочки; *ВМ* — выпрямительный мост; *Тр* — трансформатор; *ЖМ* — ждущий мультивибратор; *СМ* — силовой мультивибратор; *ВТ* — выходной трансформатор

Глава 2

АНАЛИЗ РАБОЧЕГО ПРОЦЕССА ГЕНЕРАТОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

§ 2.1. УСТРОЙСТВО ГЕНЕРАТОРА

Статор генератора имеет обычную трехфазную обмотку переменного тока. Ротор генератора должен быть шихтованным. Обмотка возбуждения, располагаемая на роторе, имеет одинаковое с обмоткой статора число полюсов. Целесообразно обмотку ротора выполнять распределенной с целью получения синусоидального магнитного поля в воздушном зазоре генератора.

Особенностью генератора является возбуждение переменным током постоянной частоты f_0 и переменная скорость вращения ротора $n_{вр}$.

§ 2.2. НАВЕДЕНИЕ Э. Д. С. В ОБМОТКЕ СТАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ ГЕНЕРАТОРА

В последующем изложении будем полагать, что обмотка ротора возбуждается однофазным синусоидальным током постоянной частоты f_0. Переменный ток ротора создает в пространстве неподвижное (относительно ротора), синусоидально пульсирующее во времени с частотой f_0, магнитное поле с амплитудой магнитного потока Φ_0. Будем полагать также, что, вследствие принятых мер по улучшению формы кривой поля, магнитный поток распределен вдоль окружности машины синусоидально. Синусоидально пульсирующий поток Φ_0 можно заменить двумя вращающимися в противоположные стороны синусоидальными потоками $\Phi_{0\,пр}$ (прямой) и $\Phi_{0\,обр}$ (обратный), равными половине амплитуды пульсирующего потока Φ_0. Оба потока движутся относительно ротора с угловой скоростью $\pm\omega_0=2\pi f_0$. При этом для упрощения записей принимаем, что машина двухполюсная.

Ротор вращается со скоростью $\omega_{вр}$. Следовательно, прямое поле вращается в пространстве с угловой скоростью

$$\omega_{пр}=\omega_{вр}+\omega_0, \tag{2.1}$$

а обратное поле со скоростью

$$\omega_{обр}=\omega_{вр}-\omega_0. \tag{2.2}$$

Оба поля наводят в обмотке статора электродвижущие силы $E_{пр}$ и $E_{обр}$ с частотами соответственно

$$f_{пр}=\omega_{пр}/2\pi=\omega_{вр}/2\pi+\omega_0/2\pi=f_{вр}+f_0; \quad (2.3)$$

$$f_{обр}=\omega_{обр}/2\pi=\omega_{вр}/2\pi-\omega_0/2\pi=f_{вр}-f_0. \quad (2.4)$$

Значения этих э.д.с. определяются из выражений

$$E_{пр}=4{,}44f_{пр}wk_w\Phi_{0\,пр}=2{,}22(f_{вр}+f_0)wk_w\Phi_0=$$
$$=2{,}22f_{вр}wk_w\Phi_0+2{,}22f_0wk_w\Phi_0=E_{вр.пр}+E_{0\,пр}; \quad (2.5)$$

$$E_{обр}=4{,}44f_{обр}wk_w\Phi_{0\,обр}=E_{вр.обр}-E_{0\,обр}. \quad (2.6)$$

В выражениях (2.5) и (2.6) w и k_w соответственно обозначают число витков фазы статора и ее обмоточный коэффициент.

Выражения (2.5) и (2.6) показывают, что эффективные значения э.д.с., наведенных прямым и обратным полями, можно рассматривать как алгебраическую сумму двух э.д.с., одна из которых обусловлена вращением ротора, а другая — вращением поля относительно ротора. Следовательно,

$$E_{вр.пр}=E_{вр.обр}=E_{вр}; \quad (2.7)$$

$$E_{0\,пр}=E_{0\,обр}=E_0. \quad (2.8)$$

Уравнения (2.5) и (2.6) можно переписать в виде

$$E_{пр}=E_{вр}+E_0; \quad (2.9)$$

$$E_{обр}=E_{вр}-E_0. \quad (2.10)$$

Частоты э.д.с. $E_{пр}$ и $E_{обр}$ различны, поэтому

$$E_{пр}/E_{обр}=f_{пр}/f_{обр}=(f_{вр}+f_0)/(f_{вр}-f_0). \quad (2.11)$$

Результирующая э.д.с. фазы обмотки статора представляет собой несинусоидальную э.д.с., получающуюся в результате суммирования синусоидальных э.д.с. двух различных частот.

При таком суммировании возникают биения э.д.с. Как известно, частота биений $f_б$ равна разности частот:

$$f_б=f_{пр}-f_{обр}=f_{вр}+f_0-(f_{вр}-f_0)=2f_0. \quad (2.12)$$

Если частоты $f_{пр}$ и $f_{обр}$ соизмеримы, то результирующая кривая э.д.с. представляет собой периодическую кривую. Если частоты несоизмеримы, то результирующая кривая будет иметь непериодический характер.

В случае соизмеримости частот можно говорить об эффективном значении несинусоидальной э.д.с. Под эффективным значением э.д.с. в этом случае подразумевается среднеквадратичное значение э.д.с. за период несинусоидальной э.д.с.

Период кривой в этом случае может быть определен следующим образом. Пусть периоды $E_{пр}$ и $E_{обр}$ записываются соответственно как

$$T_{пр}=1/f_{пр}=1/(f_{пр}+f_0); \tag{2.13}$$

$$T_{обр}=1/f_{обр}=1/(f_{вр}-f_0). \tag{2.14}$$

Тогда отношение

$$T_{пр}/T_{обр}=a/b. \tag{2.15}$$

Здесь числа a и b — наименьшие целые числа, которыми может быть выражено отношение периодов.

Период несинусоидальной э.д.с. обмотки

$$T=T_{пр}b=T_{обр}a. \tag{2.16}$$

Согласно известной теореме эффективное значение несинусоидальной э.д.с. при соизмеримых частотах

$$E=\sqrt{E_{пр}^2+E_{обр}^2}=\sqrt{(E_{вр}+E_0)^2+(E_{вр}-E_0)^2}=$$
$$=\sqrt{2(E_{вр}^2+E_0^2)}. \tag{2.17}$$

При некратных частотах среднеквадратичного значения э.д.с. не существует.

§ 2.3. ТОКИ В СТАТОРЕ

Составим выражения для э.д.с. всех трех фаз. Выше было показано, что э.д.с. фазы представляет сумму э.д.с. двух частот. Обозначая мгновенные значения результирующей э.д.с. для первой фазы через e_1, для прямой — через $e_{1\,пр}$ и для обратной — через $e_{1\,обр}$, можно написать для первой фазы

$$e_1=e_{1\,пр}+e_{1\,обр}=\sqrt{2}E_{пр}\sin\omega_{пр}t+\sqrt{2}E_{обр}\sin\omega_{обр}t. \tag{2.18}$$

Предполагается, что в рассматриваемой машине частота вращения $f_{вр}$ значительно больше частоты возбуждения, в силу чего оба поля — прямое и обратное — вращаются с разными скоростями в одном направлении. Последнее приводит к тому, что прямые и обратные э.д.с. во всех трех фазах образуют две симметричные трехфазные системы э.д.с. с одинаковым порядком следования фаз. Поэтому результирующие э.д.с. для второй и третьей фаз можно записать как

$$e_2=e_{2\,пр}+e_{2\,обр}=\sqrt{2}E_{пр}\sin(\omega_{пр}t-120^\circ)+$$
$$+\sqrt{2}E_{обр}\sin(\omega_{обр}t-120^\circ); \tag{2.19}$$

$$e_3=e_{3\,пр}+e_{3\,обр}=\sqrt{2}E_{пр}\sin(\omega_{пр}t-240^\circ)+$$
$$+\sqrt{2}E_{обр}\sin(\omega_{обр}t-240^\circ). \tag{2.20}$$

Прежде чем рассматривать общий случай образования тока статора, целесообразно рассмотреть ряд частных случаев.

1. Полное сопротивление фазы статора и нагрузки представляет собой чисто активное сопротивление. Положим, что генератор включен на симметричную нагрузку с такими параметрами, которые, слагаясь с сопротивлением обмотки статора, дают результирующее чисто активное сопротивление r. В этом случае токи трех фаз могут быть записаны в следующем виде:

$$i_1=\frac{e_1}{r}=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{r}\sin\omega_{пр}t+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{r}\sin\omega_{обр}t=i_{1\,пр}+i_{1\,обр}; \quad (2.21)$$

$$i_2=\frac{e_2}{r}=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{r}\sin(\omega_{пр}t-120^\circ)+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{r}\sin(\omega_{обр}t-120^\circ)=$$

$$=i_{2\,пр}+i_{2\,обр}; \quad (2.22)$$

$$i_3=i_{3\,пр}+i_{3\,обр}. \quad (2.23)$$

Из уравнений (2.21)—(2.23) видно, что в статоре образуются две симметричные системы токов. Причем прямая система токов образуется токами $i_{1\,пр}$, $i_{2\,пр}$ и $i_{3\,пр}$, а обратная — токами $i_{1\,обр}$, $i_{2\,обр}$ и $i_{3\,обр}$. При этом нужно иметь в виду, что обе системы имеют одинаковый порядок следования фаз. Так как каждый ток пропорционален своей э.д.с., то токи прямой системы больше обратной в $f_{пр}/f_{обр}=(f_{вр}+f_0)/(f_{вр}-f_0)$ раз.

2. Полное сопротивление фазы — чисто индуктивное. Положим активное сопротивление фазы весьма малым, а нагрузку чисто индуктивной. Положим также, что индуктивность фазы и нагрузки вместе взятых равна L.

В этом случае для прямых и обратных токов индуктивное сопротивление

$$x_{пр}=\omega_{пр}L; \quad (2.24)$$

$$x_{обр}=\omega_{обр}L. \quad (2.25)$$

И, следовательно, в соответствии с методом симметричных составляющих можем написать уравнения для токов в фазах при установившемся режиме:

$$i_1=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{\omega_{пр}L}\sin(\omega_{пр}t-90\ )+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{\omega_{обр}L}\sin(\omega_{обр}t-90^\circ); \quad (2.26)$$

$$i_2=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{\omega_{пр}L}\sin(\omega_{пр}t-210^\circ)+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{\omega_{обр}L}\sin(\omega_{обр}t-210^\circ); \quad (2.27)$$

$$i_3=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{\omega_{пр}L}\sin(\omega_{пр}t-330^\circ)+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{\omega_{обр}L}\sin(\omega_{обр}-330\ ). \quad (2.28)$$

Таким образом, и при индуктивной нагрузке получаем две симметричные системы токов одинакового порядка следования фаз. Но, в отличие от случая чисто активной нагрузки, здесь токи обеих систем одинаковы. Действительно, согласно (2.11)

$$E_{пр}/E_{обр}=f_{пр}/f_{обр},$$

но сопротивления

$$\omega_{пр}L/\omega_{обр}L=f_{пр}/f_{обр},$$

следовательно,

$$E_{пр}/\omega_{пр}L=E_{обр}/\omega_{обр}L. \qquad (2.29)$$

3. Полное сопротивление фазы — чисто емкостное. Положим, как и в предыдущем случае, активное сопротивление фазы весьма малым, а нагрузку — чисто емкостной. При этих условиях результирующее сопротивление фазы с внешней цепью будет различно для различных частот.

Положим также, что емкостное сопротивление нагрузки при частотах $f_{пр}$ и $f_{обр}$ больше индуктивных сопротивлений обмоток $\omega_{пр}L$ и $\omega_{обр}L$. В этом случае для прямой и обратной э.д.с. результирующее сопротивление фазы

$$x_{пр}=1/\omega_{пр}C-\omega_{пр}L; \qquad (2.30)$$

$$x_{обр}=1/\omega_{обр}C-\omega_{обр}L. \qquad (2.31)$$

При этом $x_{пр}$ оказывается меньше $x_{обр}$, так как

$$f_{пр}>f_{обр}.$$

При такой нагрузке в статоре будут иметь место также две симметричные трехфазные системы токов с одинаковым порядком следования фаз, но, в отличие от случая с чисто индуктивной нагрузкой, токи обеих систем неодинаковы. Токи прямой системы будут больше токов обратной системы вследствие двух причин:

а) э.д.с. прямой системы больше, чем обратной;

б) результирующее сопротивление тока прямой системы меньше, чем обратной.

Уравнения для токов всех трех фаз могут быть записаны следующим образом:

$$i_1=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{x_{пр}}\sin(\omega_{пр}t+90^\circ)+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{x_{обр}}\sin(\omega_{обр}t+90^\circ); \qquad (2.32)$$

$$i_2=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{x_{пр}}\sin(\omega_{пр}t-30^\circ)+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{x_{обр}}\sin(\omega_{обр}t-30^\circ); \qquad (2.33)$$

$$i_3=\frac{\sqrt{2}E_{пр}}{x_{пр}}\sin(\omega_{пр}t-150^\circ)+\frac{\sqrt{2}E_{обр}}{x_{обр}}\sin(\omega_{обр}t-150^\circ). \qquad (2.34)$$

4. В общем случае нагрузка может быть либо смешанно-емкостной, либо смешанно-индуктивной. При этом ток каждой систе-

мы можно рассматривать как сумму токов — тока совпадающего с э.д.с. по фазе и тока отстающего или опережающего соответствующую э.д.с. на 90°. Следовательно, любой общий случай сводится к сумме двух частных случаев.

§ 2.4. МОЩНОСТЬ, РАЗВИВАЕМАЯ ГЕНЕРАТОРОМ, И ЕЕ ИСТОЧНИКИ

Генерируемая мощность. Всякая электрическая машина генерирует мощность, если в цепи нагрузки имеется активное сопротивление r (активная мощность). При других сопротивлениях имеет место лишь периодический обмен энергией (реактивная мощность).

Чтобы выяснить вопрос о генерируемой электрической машиной мощности и источниках ее, можно рассмотреть случай, когда результирующее сопротивление фазы совместно с приемником равно активному сопротивлению r.

Мгновенное значение мощности фазы статора при чисто активном сопротивлении r

$$p = ei = e \cdot e/r = e^2/r. \qquad (2.35)$$

Учитывая, что мгновенное значение э.д.с. фазы e представляет собой сумму мгновенных значений прямой и обратной э.д.с., запишем (2.35) в виде

$$p = \frac{e^2}{r} = \frac{(e_{пр} + e_{обр})^2}{r} = \frac{e_{пр}^2}{r} + \frac{2e_{пр}e_{обр}}{r} + \frac{e_{обр}^2}{r}. \qquad (2.36)$$

Подставляя значения $e_{пр}$ и $e_{обр}$ в функции времени, находим, что

$$p = \frac{2E_{пр}^2}{r}\sin^2\omega_{пр}t + 4\frac{E_{пр}E_{обр}}{r}\sin\omega_{обр}t \cdot \sin\omega_{пр}t + \frac{2E_{обр}^2}{r}\sin^2\omega_{обр}t. \qquad (2.37)$$

Среднее значение мощности, выделяемой за период сложного колебания, можно найти, интегрируя выражение (2.37) за время T*:

$$P_1 = \frac{1}{T}\int_0^T p\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{2E_{пр}^2}{r}\sin^2\omega_{пр}t\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T \frac{4E_{пр}E_{обр}}{r}\sin\omega_{пр}t \times$$

$$\times \sin\omega_{обр}t\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T \frac{2E_{обр}^2}{r}\sin^2\omega_{обр}t\,dt = K_1 + K_2 + K_3, \qquad (2.38)$$

где

$$K_1 = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{2E_{пр}^2}{r}\sin^2\omega_{пр}t\,dt = \frac{2E_{пр}^2}{r}\cdot\frac{1}{T}\int_0^T \sin^2\omega_{пр}t\,dt = \frac{E_{пр}^2}{r}; \qquad (2.39)$$

---

* Заметим, что время T кратно периодам $T_{пр}$ и $T_{обр}$.

$$K_2=\frac{1}{T}\int\limits_0^T 4\frac{E_{пр}E_{обр}}{r}\sin\omega_{пр}t\cdot\sin\omega_{обр}t\,dt=$$

$$=4\frac{E_{пр}E_{обр}}{r}\cdot\frac{1}{T}\int\limits_0^T\sin\omega_{пр}t\cdot\sin\omega_{обр}t\,dt=0; \qquad (2.40)$$

$$K_3=\frac{1}{T}\int\limits_0^T\frac{2E_{обр}^2}{r}\sin^2\omega_{обр}t\,dt=\frac{2E_{обр}^2}{r}\cdot\frac{1}{T}\int\limits_0^T\sin^2\omega_{обр}t\,dt=\frac{E_{обр}^2}{r}. \qquad (2.41)$$

Последнее следует из того, что интеграл произведения двух синусоид разных частот за промежуток времени, кратный периодам обеих синусоид, равен нулю.

Следовательно, мощность одной фазы

$$P_1=K_1+K_3=E_{пр}^2/r+E_{обр}^2/r. \qquad (2.42)$$

Так как на статоре имеется три фазы, а нагрузка считается симметричной, то полная мощность, генерируемая всеми фазами,

$$P=3P_1=3\,(E_{пр}^2/r)+3\,(E_{обр}^2/r)=P_{пр}+P_{обр}. \qquad (2.43)$$

Из (2.43) следует, что мощность P можно рассматривать как сумму мощностей, доставляемых прямым и обратным полями порознь.

Источники мощности. Выше было показано, что мощность можно представить в виде суммы мощностей, доставляемых каждым полем в отдельности. Следовательно, мощность, доставляемая прямым полем,

$$P_{пр}=(3/r)\,E_{пр}^2, \qquad (2.44)$$

а мощность, доставляемая обратным полем,

$$P_{обр}=(3/r)\,E_{обр}^2. \qquad (2.45)$$

Чтобы вращающиеся поля передали статору эти мощности, между обмоткой статора и полями должны иметь место электромагнитные моменты

$$M_{пр}=P_{пр}/\omega_{пр};\quad M_{обр}=P_{обр}/\omega_{обр}. \qquad (2.46)$$

Так как $\omega_{пр}=\omega_{вр}+\omega_0$, то

$$P_{пр}=\omega_{пр}M_{пр}=\omega_{вр}M_{пр}+\omega_0M_{пр}=P_{пр.вр}+P_{пр\,0}.$$

Выражения (2.46) можно представить в другом виде:

$$M_{\text{пр}}=\frac{P_{\text{пр}}}{\omega_{\text{пр}}}=\frac{3}{r}\cdot\frac{E_{\text{пр}}^2}{\omega_{\text{пр}}}=\frac{3}{r}\cdot\frac{[2{,}22(f_{\text{вр}}+f_0)\,wk_w\Phi_0]^2}{2\pi(f_{\text{вр}}+f_0)}=$$

$$=\frac{3}{r}\cdot\frac{(wk_w\Phi_0)^2}{8}(\omega_{\text{вр}}+\omega_0); \tag{2.47}$$

$$M_{\text{обр}}=\frac{3}{r}\cdot\frac{E_{\text{обр}}^2}{\omega_{\text{обр}}}=\frac{3}{r}\cdot\frac{(wk_w\Phi_0)^2}{8}(\omega_{\text{вр}}-\omega_0). \tag{2.48}$$

Из (2.47) следует, что

$$P_{\text{пр.вр}}=M_{\text{пр}}\omega_{\text{вр}}=\frac{3}{r}\cdot\frac{(wk_w\Phi_0)^2}{8}(\omega_{\text{вр}}+\omega_0)\,\omega_{\text{вр}}; \tag{2.49}$$

$$P_{\text{пр}\,0}=M_{\text{пр}}\omega_0=\frac{3}{r}\cdot\frac{(wk_w\Phi_0)^2}{8}(\omega_{\text{вр}}+\omega_0)\,\omega_0. \tag{2.50}$$

Аналогично для обратного поля $\omega_{\text{обр}}=\omega_{\text{вр}}-\omega_0$ и поэтому согласно (2.43)

$$P_{\text{обр}}=\frac{3}{r}E_{\text{обр}}^2=M_{\text{обр}}\omega_{\text{обр}}=M_{\text{обр}}\omega_{\text{вр}}-M_{\text{обр}}\omega_0=P_{\text{обр.вр}}-P_{\text{обр}\,0}, \tag{2.51}$$

где

$$P_{\text{обр.вр}}=\frac{3}{r}\cdot\frac{(wk_w\Phi_0)^2}{8}(\omega_{\text{вр}}-\omega_0)\,\omega_{\text{вр}}; \tag{2.52}$$

$$P_{\text{обр}\,0}=\frac{3}{r}\cdot\frac{(wk_w\Phi_0)^2}{8}(\omega_{\text{вр}}-\omega_0)\,\omega_0. \tag{2.53}$$

Из выражений (2.47) и (2.51) следует, что мощность прямого поля складывается из двух мощностей, получаемых от двух различных источников мощности.

Мощность $P_{\text{пр.вр}}$ образуется за счет механической мощности, подводимой к валу, так как ротор вращается со скоростью $\omega_{\text{вр}}$ и при этом преодолевает момент $M_{\text{вр}}$. Мощность $P_{\text{пр}\,0}$ покрывается за счет мощности, подводимой к обмотке возбуждения, ибо эта мощность образуется за счет движения поля относительно ротора.

Так как прямое поле движется относительно ротора в ту же сторону, что и ротор, то мощности $P_{\text{пр}\,0}$ и $P_{\text{пр.вр}}$ будут иметь один и тот же знак.

Мощность $P_{\text{обр}}$ тоже складывается из двух мощностей — $P_{\text{обр.вр}}$ и $P_{\text{обр}\,0}$. Причем $P_{\text{обр.вр}}$ покрывается за счет механической мощности; $P_{\text{обр}\,0}$ имеет отрицательный знак.

Отрицательный знак $P_{\text{обр}\,0}$ означает, что эта мощность не отдается, а поглощается обмоткой возбуждения. Действительно, так как обратное поле бежит по ротору в ту же сторону, куда направлен электромагнитный момент (против направления вращения), то оно не отдает, а поглощает мощность. Следовательно, с вала снимается мощность, равная сумме мощностей $P_{\text{пр.вр}}$ и $P_{\text{обр.вр}}$, а от обмотки возбуждения отбирается мощность, равная разности мощностей $P_{\text{пр}\,0}$ и $P_{\text{обр}\,0}$.

Этот процесс может быть представлен уравнением

$$P=P_{\text{пр}}+P_{\text{обр}}=P_{\text{пр.вр}}+P_{\text{пр}\,0}+P_{\text{обр.вр}}-P_{\text{обр}\,0}=P_{\text{вр}}+P_0, \quad (2.54)$$

где

$$P_{\text{вр}}=P_{\text{пр.вр}}+P_{\text{обр.вр}}=\frac{3}{8r}(wk_w\Phi_0)^2(\omega_{\text{вр}}+\omega_0)\,\omega_{\text{вр}}+$$

$$+\frac{3}{8r}(wk_w\Phi_0)^2(\omega_{\text{вр}}-\omega_0)\,\omega_{\text{вр}}=\frac{3}{8r}(wk_w\Phi_0)^2 2\omega_{\text{вр}}^2=\frac{3}{4r}(wk_w\Phi_0)^2\omega_{\text{вр}}^2; \quad (2.55)$$

$$P_0=P_{\text{пр}\,0}-P_{\text{обр}\,0}=\frac{3}{8r}(wk_w\Phi_0)^2(\omega_{\text{вр}}+\omega_0)\,\omega_0-$$

$$-\frac{3}{8r}(wk_w\Phi_0)^2(\omega_{\text{вр}}-\omega_0)\,\omega_0=\frac{3}{8r}(wk_w\Phi_0)^2 2\omega_0^2=\frac{3}{4r}(wk_w\Phi_0)^2\omega_0^2. \quad (2.56)$$

Соотношение мощностей

$$P_0/P_{\text{вр}}=(\omega_0/\omega_{\text{вр}})^2. \quad (2.57)$$

Последние равенства показывают, что мощность, генерируемая статором машины, покрывается за счет мощности двух источников:

а) механической мощности, доставляемой валом;

б) электрической мощности, поглощаемой обмоткой возбуждения из питающей ее сети и передаваемой статору трансформаторным путем.

Соотношение мощностей, доставляемых каждым источником, определяется квадратом отношения угловых частот. Последнее указывает на целесообразность применения для целей возбуждения частоты значительно меньшей, чем частота вращения.

Мощность P_0 в дальнейшем будем называть трансформаторной мощностью.

§ 2.5. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ ПРИ ТОКЕ, СОВПАДАЮЩЕМ ПО ФАЗЕ С Э. Д. С.

Выше было показано, что при токе, совпадающем по фазе с э.д.с., в статоре образуются две симметричные трехфазные системы токов — прямая и обратная. Чтобы выяснить влияние этих токов на результирующее поле электрической машины, рассмотрим вначале влияние каждой системы токов на возбуждающее ее магнитное поле.

Система прямых токов возбуждается под влиянием прямого магнитного поля. Скорость вращения поля прямых токов

$$n_{\text{пр}}=60f_{\text{пр}}/P=60(f_{\text{вр}}+f_0)/P=60f_{\text{вр}}/P+60f_0/P. \quad (2.58)$$

Учитывая, что по условию $P=1$, запишем

$$n_{\text{пр}}=60f_{\text{вр}}+60f_0. \quad (2.59)$$

Угловая скорость поля

$$\omega_{\text{пр.п}}=2\pi n_{\text{пр}}/60=2\pi f_{\text{вр}}+2\pi f_0=\omega_{\text{вр}}+\omega_0. \quad (2.60)$$

Сопоставляя (2.60) с (2.1), находим, что поле прямых токов вращается в пространстве синхронно с прямым полем ротора. Аналогично можно показать, что поле обратной системы вращается синхронно с обратным полем ротора.

Следовательно, каждое поле и его систему токов можно рассматривать соответственно как поле ротора синхронной машины и систему токов статора при симметричной нагрузке.

Как известно, в синхронной машине при токе, совпадающем по фазе с э.д.с. холостого хода, имеет место только поперечная реакция якоря, т. е. поле, образуемое симметричной системой токов статора, располагается перпендикулярно полю ротора. В рассматриваемом случае прямое и обратное поля статора тоже должны располагаться перпендикулярно соответственно прямому и обратному полям ротора.

Ранее указывалось, что токи прямые больше обратных:

$$\frac{I_{\text{пр}}}{I_{\text{обр}}}=\frac{E_{\text{пр}}}{r}:\frac{E_{\text{обр}}}{r}=\frac{E_{\text{пр}}}{E_{\text{обр}}}=\frac{f_{\text{пр}}}{f_{\text{обр}}}=\frac{f_{\text{вр}}+f_0}{f_{\text{вр}}-f_0}. \tag{2.61}$$

Вследствие этого намагничивающие силы токов будут неодинаковы по амплитуде, так как намагничивающие силы пропорциональны току.

Обозначая н. с. прямых $F_{\text{пр}}$ и обратных $F_{\text{обр}}$ токов, можем написать, что

$$F_{\text{пр}}/F_{\text{обр}}=I_{\text{пр}}/I_{\text{обр}}=(f_{\text{вр}}+f_0)/(f_{\text{вр}}-f_0). \tag{2.62}$$

Здесь

$$F_{\text{пр}}=1{,}35I_{\text{пр}}wk_w; \tag{2.63}$$

$$F_{\text{обр}}=1{,}35I_{\text{обр}}wk_w. \tag{2.64}$$

Прямое и обратное поля ротора одинаковы, но поперечные реакции (прямая и обратная) неодинаковы. Поэтому прямое и обратное поля ротора изменяются под влиянием реакции якоря различно.

Для удобства анализа разобьем намагничивающую силу поперечной реакции прямых токов на два слагаемых:

$$F_{\text{пр}}=F'_{\text{пр}}+\Delta F_{\text{пр}}, \tag{2.65}$$

где

$$F'_{\text{пр}}=F_{\text{обр}}; \tag{2.66}$$

$$\Delta F_{\text{пр}}=F_{\text{пр}}-F'_{\text{пр}}. \tag{2.67}$$

Подставляя в (2.67) значения $F_{пр}$ и $F'_{пр}$ согласно (2.66), (2.64), (2.63) и (2.62), находим, что

$$\left.\begin{aligned}\Delta F_{пр}&=1{,}35wk_w(I_{пр}-I_{обр})=1{,}35wk_wI_{обр}\left(\frac{I_{пр}}{I_{обр}}-1\right)=\\&=1{,}35wk_wI_{обр}\left(\frac{f_{вр}+f_0}{f_{вр}-f_0}-1\right)=2F_{обр}\frac{f_0}{f_{вр}-f_0};\\ \Delta F_{пр}&=2\,[f_0/(f_{вр}-f_0)]\,F_{обр}.\end{aligned}\right\}\quad(2.68)$$

Намагничивающая сила $\Delta F_{пр}$ вращается в пространстве со скоростью $\omega_{пр}$, а относительно ротора — со скоростью

$$\omega_{пр}-\omega_{вр}=\omega_0=2\pi f_0.$$

Влияние этой намагничивающей силы будет рассмотрено далее. Проанализируем намагничивающие силы $F'_{пр}$ и $F_{обр}$. При принятом допущении, что $F'_{пр}=F_{обр}$, реактивное воздействие этих намагничивающих сил на прямое и обратное поля одинаковы. Вследствие этого можно утверждать, что под воздействием $F'_{пр}$ и $F_{обр}$ потоки прямой и обратный получат одинаковые изменения. Для удобства учета влияния намагничивающих сил на поле ротора можно теперь отказаться от раздельного учета каждой реакции и рассматривать их действие совместно.

Намагничивающие силы $F'_{пр}$ и $F_{обр}$ представляют собой две одинаковых круговых волны, бегущих с разными скоростями. По отношению к некоторой точке, вращающейся в пространстве по окружности ротора с угловой скоростью $\omega_{вр}$, намагничивающие силы $F'_{пр}$ и $F_{обр}$ движутся с угловыми скоростями:

$$\omega_{пр}-\omega_{вр}=\omega_{вр}+\omega_0-\omega_{вр}=\omega_0; \qquad (2.69)$$

$$\omega_{обр}-\omega_{вр}=\omega_{вр}-\omega_0-\omega_{вр}=-\omega_0. \qquad (2.70)$$

Следовательно, относительно некоторой точки рассматриваемые волны бегут с одинаковыми скоростями в противоположных направлениях. Такие две волны можно заменить одной синусоидально распределенной и синусоидально пульсирующей волной с двойной амплитудой, но вращающейся со скоростью, равной полусумме скоростей. Следовательно, результирующий поток поперечной реакции

$$F_q=F'_{пр}+F'_{обр}=2F_{обр}=2{,}7I_{обр}wk_w \qquad (2.71)$$

и вращается с угловой скоростью $\omega_{вр}$. Но ротор тоже вращается с этой же скоростью, следовательно, результирующая поперечная реакция движется синхронно с ротором и его полем.

Частота пульсации результирующей поперечной реакции равна частоте тока в роторе f_0. Поле ротора создается его намагничивающей силой F_0, пульсирующей также синусоидально во времени с частотой f_0.

Во времени намагничивающие силы F_0 и F_q совпадают по фазе, ибо в момент, когда $F_0=0$, поток $\Phi_0=0$, а, следовательно, и э.д.с., и ток в статоре равны нулю. Пространственно же намагничивающие силы F_0 и F_q сдвинуты на 90°. При этом северный полюс F_q оказывается на половину полюсного деления впереди (по направлению вращения) северного полюса F_0.

Если магнитная цепь не насыщена, то намагничивающая сила F_q не оказывает влияния на поток Φ_0, сцепляющийся с обмоткой ротора. Поток Φ_q, создаваемый намагничивающей силой F_q, с обмоткой ротора не сцепляется и, следовательно, на намагничивающий ток ротора не влияет (в ненасыщенной машине).

В случае, если машина насыщена, влияние Φ_q и F_q на поток Φ_0 будет мало, ибо оба потока будут насыщать машину по взаимно перпендикулярным осям.

Обратимся теперь вновь к намагничивающей силе $\Delta F_{пр}$. Ранее было показано, что она будет иметь постоянную амплитуду согласно (2.68) и вращаться быстрее ротора на величину $\omega_0=2\pi f_0$. Следовательно, угловая частота этой намагничивающей силы относительно ротора равна угловой частоте тока ротора. Отсюда следует важный вывод: *определенным фазовым значениям намагничивающего тока ротора соответствуют строго определенные положения волны $\Delta F_{пр}$ относительно ротора.* Найдем связь между фазой намагничивающего тока ротора и положением максимума $\Delta F_{пр}$. Для установления этой связи наиболее удобным моментом времени является момент, когда намагничивающий ток проходит через максимум. При этом поток ротора Φ_0 тоже имеет максимум. Как известно, при разложении пульсирующего потока на прямой и обратный оказывается, что в момент максимума пульсирующего потока максимумы индукции прямого и обратного потоков пространственно совпадают и лежат на оси потока. Следовательно, максимумы прямой и обратной э.д.с. будут иметь место в той фазе обмотки статора, которая лежит в плоскости оси потока Φ_0.

Если ток совпадает по фазе с э.д.с., то в той же фазе будет иметь место в рассматриваемый момент времени максимум тока. В многофазных системах ось намагничивающей силы многофазной обмотки всегда совпадает с осью той фазы, в которой имеет место максимум тока. Таким образом, ось намагничивающей силы $\Delta F_{пр}$ перпендикулярна в данный момент оси обмотки ротора. В момент прохождения намагничивающего тока ротора через нулевое значение ось $\Delta F_{пр}$ совпадает с осью ротора и, следовательно, намагничивает ротор в определенном направлении. При этом возникает некоторый магнитный поток $\Delta\Phi_{пр}$, положение которого относительно ротора беспрерывно изменяется. Число потокосцеплений ротора $\Delta\Psi_{пр}=w_0\Delta\Phi_{пр}$, образуемых этим потоком с обмоткой ротора, имеющей w_0 витков, будет меняться. Вследствие этого в роторе возникает э.д.с. $\Delta E_{пр}$, повернутая на 90° относительно э.д.с. самоиндукции ротора. Следовательно, в роторе появится еще одна составляющая тока, повернутая на 90° относительно намагничивающего тока, — активная составляющая $I_{a\,0}$.

При рассмотрении вопроса об источниках мощности указывалось, что часть мощности, генериру~~емой в статоре~~, доставляется последнему трансформаторным путем. Активная составляющая тока ротора I_{a0} доставляет в ротор ту мощность, которая передается статору трансформаторным путем.

Исходя из принципа сохранения энергии можем написать, что

$$P_0 = I_{a0}E_0 = \frac{3}{4r}(wk_w\Phi_0)^2\omega_0^2, \tag{2.72}$$

где E_0 — э.д.с., наведенная в роторе пульсациями потока Φ_0:

$$E_0 = 4{,}44 f_0 w_0 k_{w0}\Phi_0, \tag{2.73}$$

где w_0 и k_{w0} — число витков и обмоточный коэффициент обмотки ротора.

Подставив E_0 в (2.72), найдем

$$I_{a0} = 4{,}44 f_0 w_0 k_{w0}\Phi_0 = \frac{3}{4r}(wk_w\Phi_0)^2\omega_0^2, \tag{2.74}$$

откуда после простых преобразований

$$I_{a0} = \frac{1}{r}\cdot\frac{3}{\sqrt{2}}\cdot\frac{w^2k_w^2}{w_0k_{w0}} f_0\Phi_0. \tag{2.75}$$

§ 2.6. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ ПРИ ЧИСТО ИНДУКТИВНОМ ТОКЕ В СТАТОРЕ

При чисто индуктивном токе в статоре образуются две трехфазные системы токов — прямая и обратная. При этом эффективные и амплитудные значения токов обеих систем одинаковы.

Токи отстают от своих э.д.с. на 90° и, вследствие этого, их намагничивающие силы оказываются, как и в обычной синхронной машине, продольно-размагничивающими по отношению к возбуждающим их прямому и обратному потокам ротора.

Намагничивающие силы прямых и обратных токов одинаковы:

$$F_{\text{пр}\,d} = F_{\text{обр}\,d} = 1{,}35wk_wI_{\text{пр}} = 1{,}35wk_wI_{\text{обр}}, \tag{2.76}$$

где

$$I_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}/\omega_{\text{пр}}L = E_{\text{обр}}/\omega_{\text{обр}}L = I_{\text{обр}}. \tag{2.77}$$

Намагничивающие силы движутся синхронно с прямым и обратным полями ротора. Так же, как и в случае с чисто активной нагрузкой, можно две круговые волны намагничивающих сил с одинаковыми амплитудами, но с разными скоростями, заменить одной синусоидально распределенной в пространстве, пульсирующей во времени синусоидально и вращающейся с полусуммой скоростей волной. Эта волна будет иметь максимум на оси обмотки ротора и размагничивать ее.

Частота пульсаций результирующей волны реакции равна частоте тока возбуждения f_0. Следовательно, амплитуда результирующей волны продольной реакции якоря

$$F_d = F_{\text{пр}\,d} + F_{\text{обр}\,d} = 2{,}7wk_wI_{\text{пр}} = 2{,}7wk_wE_{\text{пр}}/\omega_{\text{пр}}L. \tag{2.78}$$

Эта намагничивающая сила противостоит намагничивающей силе обмотки возбуждения ротора, равной F_0. При наличии F_d результирующая намагничивающая сила, действующая по продольной оси, будет представлять собой разность $F_0—F_d$, меньшую, чем F_0. Из-за снижения результирующей намагничивающей силы уменьшится поток возбуждения Φ_0 на некоторую величину $\Delta\Phi_0$.

Однако приложенное к ротору напряжение возбуждения должно быть уравновешено. Вследствие этого намагничивающий ток ротора возрастает до такого значения, при котором намагничивающая сила ротора F_0' будет удовлетворять равенству

$$F_0=F_0'-F_d. \tag{2.79}$$

Следовательно, приращение намагничивающей силы ротора равно результирующей намагничивающей силе F_d, что обеспечивается соответствующим приращением намагничивающего тока ротора.

Таким образом, при наличии реактивной нагрузки в статоре намагничивающий ток ротора возрастает автоматически.

Найдем связь между реактивной мощностью, генерируемой статором, и мощностью, потребляемой для ее компенсации ротором.

Реактивная мощность, генерируемая статором,

$$P_{р.ст}=3\frac{E_{пр}^2}{\omega_{пр}L}+3\frac{E_{обр}^2}{\omega_{обр}L}=\frac{3}{L}\left(\frac{E_{пр}^2}{\omega_{пр}}+\frac{E_{обр}^2}{\omega_{обр}}\right)=$$

$$=\frac{3}{L}2{,}22^2w^2k_w^2\Phi_0^2\left(\frac{f_{пр}^2}{\omega_{пр}}+\frac{f_{обр}^2}{\omega_{обр}}\right)=\frac{3\cdot 2{,}22^2w^2k_w^2\Phi_0^2}{L}\left(\frac{f_{пр}}{2\pi}+\frac{f_{обр}}{2\pi}\right)=$$

$$=\frac{3\cdot 2{,}22^2}{2\pi L}w^2k_w^2\Phi_0^2 2f_{вр}=\frac{6\pi}{L}w^2k_w^2\Phi_0^2 f_{вр}.$$

Таким образом,

$$P_{р.ст}=(3\pi/2L)\,w^2k_w^2\Phi_0^2 f_{вр}. \tag{2.80}$$

Найдем теперь приращение реактивного тока ротора. На основании (2.78) и (2.79) запишем

$$F_0'-F_0=F_d=2{,}7wk_w\,(E_{пр}/\omega_{пр}L). \tag{2.81}$$

Учитывая, что ротор имеет однофазную обмотку, можно амплитуду его пульсирующей намагничивающей силы (первую гармонику) представить равенством

$$F_0=0{,}9w_0k_{w0}I_{\mu 0}. \tag{2.82}$$

При наличии же реактивной нагрузки

$$F_0'=0{,}9w_0k_{w0}I_{\mu 0}'. \tag{2.83}$$

Из (2.81)—(2.83) найдем, что компенсирующий ток ротора

$$I_{\mu d}=I'_{\mu 0}-I_{\mu 0}=\frac{F'_0-F_0}{0{,}9w_0k_{w0}}=\frac{F_d}{0{,}9w_0k_{w0}}=\frac{2{,}7wk_w}{0{,}9w_0k_{w0}}\cdot\frac{E_{\text{пр}}}{\omega_{\text{пр}}L}=$$

$$=3\,\frac{wk_w}{w_0k_{w_0}}\cdot\frac{2{,}22f_{\text{пр}}wk_w\Phi_0}{2\pi f_{\text{пр}}L}=\frac{3\sqrt{2}}{4}\cdot\frac{w^2k_w^2}{w_0k_{w0}}\cdot\frac{\Phi_0}{L}. \quad (2.84)$$

При потоке Φ_0 э.д.с. ротора

$$E_0=4{,}44f_0w_0k_{w0}\Phi_0. \quad (2.85)$$

Следоватеельно, компенсирующая реактивная мощность

$$P_{0d}=E_0I_{\mu d}=(3\pi/2)\,f_0w^2k_w^2\,(\Phi_0^2/L). \quad (2.86)$$

Отношение

$$P_{0d}/P_{\text{р.ст}}=f_0/(4f_{\text{вр}}). \quad (2.87)$$

Следовательно,

$$P_{0d}=0{,}25\,(f_0/f_{\text{вр}})\,P_{\text{р.ст}}. \quad (2.88)$$

Таким образом, намагничивающая реактивная мощность, потребляемая ротором для компенсации реактивной мощности, генерируемой статором, тем меньше, чем меньше, частота возбуждения. Если считать, что $f_0=50$ Гц, а $f_{\text{вр}}=400$ Гц, то

$$P_{0d}=(1/32)\,P_{\text{р.ст}}\approx 0{,}03P_{\text{р.ст}},$$

что вполне приемлемо с точки зрения использования обмотки ротора.

§ 2.7. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ ПРИ ЧИСТО ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ

Ранее указывалось, что при чисто емкостной нагрузке в обмотке статора образуются две системы трехфазных токов, каждая из которых опережает свою э.д.с. на 90°. Но, в силу того, что емкостное сопротивление обратно пропорционально частоте, прямые токи больше обратных токов. Действительно,

$$I_{\text{пр}\,C}=E_{\text{пр}}:\frac{1}{\omega_{\text{пр}}C}=E_{\text{пр}}\omega_{\text{пр}}C; \quad (2.89)$$

$$I_{\text{обр}\,C}=E_{\text{обр}}:\frac{1}{\omega_{\text{обр}}C}=E_{\text{обр}}\omega_{\text{обр}}C; \quad (2.90)$$

$$I_{\text{пр}\,C}/I_{\text{обр}\,C}=(E_{\text{пр}}/E_{\text{обр}})\,(\omega_{\text{пр}}/\omega_{\text{обр}})=\omega^2_{\text{пр}}/\omega^2_{\text{обр}}=[(f_{\text{вр}}+f_0)/(f_{\text{вр}}-f_0)]^2. \quad (2.91)$$

Каждая система токов образует свою круговую волну намагничивающей силы, движущуюся в пространстве синхронно с соответствующим ей полем ротора (прямым или обратным). Поскольку и волны обусловлены емкостными токами, они действуют на поле ротора намагничивающим образом (продольная реакция в синхронных машинах при емкостной нагрузке) и, следовательно, усиливают его. Вследствие неодинаковости прямых и обратных токов намагничивающее действие будет также неодинаково. Намагничивающая сила обратных и прямых токов запишется соответственно:

$$F_{\text{обр}\,C} = 1{,}35 w k_w I_{\text{обр}\,C}; \tag{2.92}$$

$$F_{\text{пр}\,C} = 1{,}35 w k_w I_{\text{пр}\,C}. \tag{2.93}$$

Согласно (2.91)

$$F_{\text{пр}\,C}/F_{\text{обр}\,C} = I_{\text{пр}\,C}/I_{\text{обр}\,C} = \omega_{\text{пр}}^2/\omega_{\text{обр}}^2. \tag{2.94}$$

Следовательно,

$$F_{\text{пр}\,C} = \left(\omega_{\text{пр}}^2/\omega_{\text{обр}}^2\right) F_{\text{обр}\,C}. \tag{2.95}$$

Выделим из $F_{\text{пр}\,C}$ часть $F'_{\text{пр}\,C}$, равную $F_{\text{обр}\,C}$, тогда

$$\Delta F_{\text{пр}\,C} = F_{\text{пр}\,C} - F_{\text{обр}\,C} = F_{\text{обр}\,C}\frac{\omega_{\text{пр}}^2}{\omega_{\text{обр}}^2} - F_{\text{обр}\,C} =$$

$$= F_{\text{обр}\,C}\frac{\omega_{\text{пр}}^2 - \omega_{\text{обр}}^2}{\omega_{\text{обр}}^2} = 4F_{\text{обр}\,C}\frac{\omega_{\text{вр}}\omega_0}{(\omega_{\text{вр}} - \omega_0)^2} \tag{2.96}$$

и, следовательно,

$$F_{\text{пр}\,C} = F_{\text{обр}\,C} + \Delta F_{\text{пр}\,C}. \tag{2.97}$$

Рассмотрим сначала влияние намагничивающей силы $F_{\text{обр}\,C}$ и равной ей составляющей $F'_{\text{пр}\,C}$ на обратное поле. Эти намагничивающие силы представляют собой две одинаковые круговые волны, движущиеся в пространстве с различными скоростями. Заменим их равнодействующей, которая будет представлять собой синусоидально распределенную в пространстве волну намагничивающей силы, пульсирующую во времени с частотой f_0 и вращающуюся со скоростью, равной полусумме скоростей ее составляющих:

$$(\omega_{\text{пр}} + \omega_{\text{обр}})/2 = (\omega_{\text{вр}} + \omega_0 + \omega_{\text{вр}} - \omega_0)/2 = \omega_{\text{вр}}. \tag{2.98}$$

Амплитуда равнодействующей волны равна сумме амплитуд слагающих:

$$F_{dC} = F'_{\text{пр}\,C} + F_{\text{обр}\,C} = 2F_{\text{обр}\,C}. \tag{2.99}$$

Так как каждая из слагающих усиливает соответственно прямое и обратное поля ротора, то их равнодействующая будет усиливать общее поле ротора Φ_0.

Следовательно, на оси возбуждения ротора будет действовать согласно с намагничивающей силой ротора намагничивающая сила $F_{d\,C}$, что вызовет усиление поля ротора. Так как равновесие э.д.с. ротора должно быть сохранено, то ток ротора уменьшится до такого значения, при котором поток полюсов примет нужное значение.

Если обозначить намагничивающую силу ротора при холостом ходе, как и раньше через F_0, то намагничивающая сила ротора при нагрузке без учета $\Delta F_{\text{пр}\,C}$

$$F_{0C}=F_0-F_{dC}. \tag{2.100}$$

Рассмотрим теперь влияние намагничивающей силы $\Delta F_{\text{пр}\,C}$, которая обгоняет ротор с угловой скоростью $\omega_{\text{пр}}-\omega_{\text{вр}}=\omega_0$. Под действием этой намагничивающей силы возникает дополнительное вращающееся круговое поле $\Delta\Phi_C$, также обгоняющее ротор с угловой скоростью ω_0. Ось $\Delta F_{\text{пр}C}$ совпадает с осью обмотки возбуждения при совпадении с ней осей $F'_{\text{пр}}$ и $F_{\text{обр}\,C}$. Таким образом, действие вращающейся намагничивающей силы на обмотку возбуждения аналогично действию намагничивающей силы F_{dC}. Поэтому результирующая продольная намагничивающая сила

$$F_{\text{рез}\,dC}=F_{dC}+\Delta F_{\text{пр}\,C}. \tag{2.101}$$

И, следовательно, при емкостной нагрузке намагничивающая сила ротора

$$F_{0C}=F_0-F_d-\Delta F_{\text{пр}\,C}=F_0-F_{\text{рез}\,dC}. \tag{2.102}$$

Из уравнения (2.102) следует, что при достаточно большой намагничивающей силе $F_{\text{рез}\,dC}$ может иметь место случай, когда $F_{\text{рез}\,dC}>F_0$, тогда ротор перестанет потреблять из питающей его сети индуктивный ток и будет потреблять емкостный ток.

§ 2.8. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ В ОБЩЕМ СЛУЧАЕ НАГРУЗКИ

Ранее были рассмотрены три предельных частных случая, когда сопротивление цепи статора и нагрузки состоит из чистых r или L, или C. В действительности, однако, обычно имеют место режимы смешанно-индуктивной или смешанно-емкостной нагрузки. В таких случаях можно преобразовать схему нагрузки так, чтобы она состояла из двух параллельных цепей. В одной из них имеется чистое r, а в другой — чистое L или C. Сообразно этому, в цепи статора возникнут две системы токов: одна для ветви с r, а другая для ветви с L или C. К каждой из систем токов применимы все выводы, сделанные для частных случаев.

Пользуясь известным принципом наложения, можем заключить, что при смешанной нагрузке будут иметь место одновременно как все явления, сопутствующие режимам с нагрузкой r, так и явления, сопутствующие режимам с нагрузкой L или C.

§ 2.9. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА РОТОРА

На рис. 2.1 представлена векторная диаграмма для ротора генератора при чисто активной нагрузке в статоре. Здесь Φ_0 — рабочий поток ротора; E_0 — э.д.с., наведенная в роторе пульсациями потока Φ_0; $I_{\mu 0}$ и $I_{\mu a}$ — соответственно намагничивающий ток при холостом ходе и активная составляющая тока холостого хода, идущая на покрытие потерь в стали; $I_{х.х}$ — ток холостого хода; I_{a0} — активная составляющая тока ротора, которая доставляет в ротор мощность, передаваемую статору трансформаторным путем [см. (2.72)]; I_0 — результирующий ток ротора; $I_0 r_0$ и $I_0 x_0$ — падения напряжения в активном и реактивном сопротивлениях ротора; U_0 — напряжение на кольцах ротора.

На рис. 2.2 представлена диаграмма при работе на чистую индуктивную нагрузку L. Здесь $I_{\mu d}$ — реактивная составляющая тока ротора, компенсирующая продольную реакцию индуктивной нагрузки.

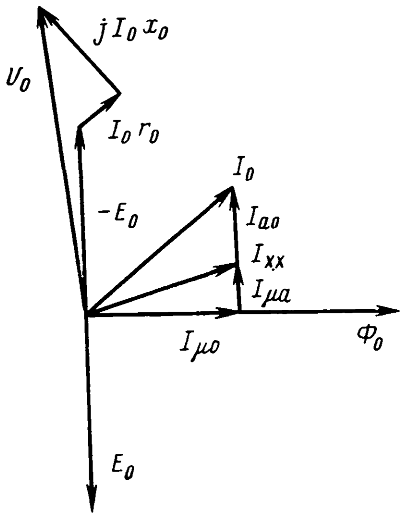

Рис. 2.1. Векторная диаграмма ротора генератора при чисто активной нагрузке в статоре

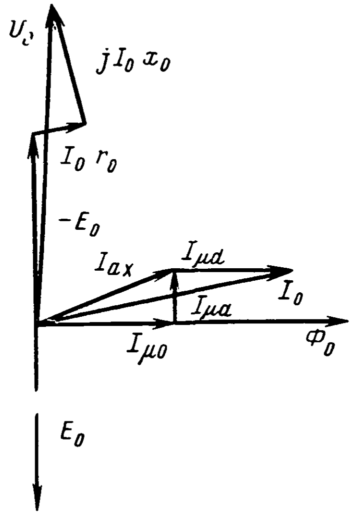

Рис. 2.2. Векторная диаграмма ротора генератора при чисто индуктивной нагрузке в статоре

На рис. 2.3 представлена диаграмма для случая смешанной индуктивной нагрузки.

На рис. 2.4 представлена диаграмма для чисто емкостной нагрузки. Здесь I_{dC} — ток, компенсирующий намагничивающее действие продольной реакции емкостной нагрузки. Этот ток может быть найден из равенства (2.101):

$$F_{рез\,dC} = F_{dC} + \Delta F_{пр\,C} = 2F_{обр\,C} + 4F_{обр\,C}\frac{\omega_{вр}\omega_0}{(\omega_{вр}-\omega_0)^2} =$$

$$= 2F_{обр\,C}\left[1 + 2\frac{\omega_{вр}\omega_0}{(\omega_{вр}-\omega_0)^2}\right] = 2F_{обр\,C}\frac{\omega_{вр}^2+\omega_0^2}{(\omega_{вр}-\omega_0)^2}. \quad (2.103)$$

Подставляя в (2.103) значение $F_{обрC}$ согласно (2.92), получим намагничивающую силу

$$F_{рез\,dC} = 2{,}7wk_w I_{обр\,C}(\omega_{вр}^2+\omega_0^2)/(\omega_{вр}-\omega_0)^2, \quad (2.104)$$

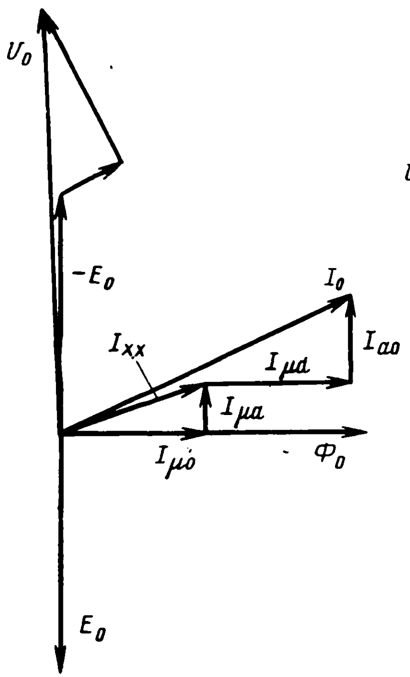

Рис. 2.3. Векторная диаграмма ротора генератора при смешанной индуктивной нагрузке в статоре

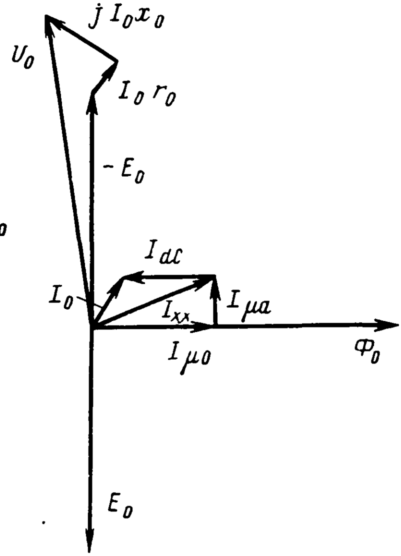

Рис. 2.4. Векторная диаграмма ротора генератора при чисто емкостной нагрузке в статоре

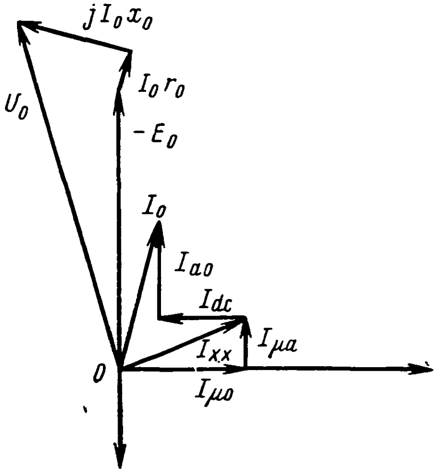

Рис. 2.5. Векторная диаграмма ротора генератора при смешанной емкостной нагрузке в статоре

которая должна уравновешиваться током I_{dC}, развивающим намагничивающую силу

$$F_{0\,dC} = 0{,}9 w_0 k_{w0} I_{dC}. \qquad (2.105)$$

Приравнивая $F_{0\,dC}$ к $F_{\text{рез}\,dC}$, находим, что

$$I_{dC} = 3\,\frac{w k_w}{w_0 k_{w0}}\, I_{\text{обр}\,C}\, \frac{\omega_{\text{вр}}^2 - \omega_0^2}{(\omega_{\text{вр}} - \omega_0)^2}. \qquad (2.106)$$

На рис. 2.5 представлен случай смешанно-емкостной нагрузки.

§ 2.10. АНАЛИЗ РАБОЧЕГО ПРОЦЕССА МАШИНЫ МЕТОДОМ ДВУХ РЕАКЦИЙ

Воспользуемся известными обобщенными уравнениями синхронной машины:

$$e_d + ri_d = p\Psi_d - \omega_{вр}\Psi_q; \tag{2.107}$$

$$e_q + ri_q = p\Psi_q + \omega_{вр}\Psi_d; \tag{2.108}$$

$$\Psi_d = Mi_0 - L_d i_d; \tag{2.109}$$

$$\Psi_q = -L_q i_q; \tag{2.110}$$

$$u_0 = r_0 i_0 + p\Psi_d; \tag{2.111}$$

$$e_d = \operatorname{Re} z(p + j\omega_{вр})\, i_d - \operatorname{Im} z(p + j\omega_{вр})\, i_q; \tag{2.112}$$

$$e_q = \operatorname{Re} z(p + j\omega_{вр})\, i_q + \operatorname{Im} z(p + j\omega_{вр})\, i_d, \tag{2.113}$$

где e_d — э.д.с. продольной оси генератора; r — активное сопротивление фазы статора; Ψ_d — потокосцепление продольной оси; $\omega_{вр}$ — круговая частота генератора, определяемая скоростью вращения его вала; e_q — э.д.с. поперечной оси; i_q — ток поперечной оси; Ψ_q — потокосцепление поперечной оси; M — коэффициент взаимоиндукции между обмоткой ротора и обмоткой статора продольной оси; i_0 — ток ротора; L_d — коэффициент самоиндукции обмотки статора продольной оси; L_q — коэффициент самоиндукции обмотки статора поперечной оси; u_0 — напряжение на зажимах обмотки ротора; z — сопротивление нагрузки статора.

Уравнения (2.112) и (2.113) справедливы для случая симметричной нагрузки.

В уравнениях (2.109) и (2.110) принято, что продольная ось имеет две обмотки — ротора и продольной оси статора, а поперечная ось — только обмотку статора.

Для простоты анализа примем, что

$$M = L_d = L_q = L. \tag{2.114}$$

Будем решать приведенные выше уравнения, определяя отношение мощности, идущей со стороны вала приводного двигателя, к мощности, идущей со стороны возбуждения.

Решение вначале проведем для частного случая, когда $z = R_н$, т. е. нагрузка цепи статора чисто активная. При этом уравнения (2.112) и (2.113) примут вид

$$e_d = R_н i_d; \tag{2.115}$$

$$e_q = R_н i_q. \tag{2.116}$$

Подставляя уравнения (2.115) и (2.116) соответственно в уравнения (2.107) и (2.108) и заменяя

$$R_н + r = R, \tag{2.117}$$

а также учитывая (2.114), получаем

$$Ri_d = p\Psi_d - \omega_{вр}\Psi_q; \qquad (2.118)$$

$$Ri_q = p\Psi_q + \omega_{вр}\Psi_d. \qquad (2.119)$$

Для определения параметров запишем уравнения:

$$\Psi_d = L(i_0 - i_d); \qquad (2.120)$$

$$\Psi_q = -Li_q; \qquad (2.121)$$

$$u_0 = r_0 i_0 + p\Psi_d. \qquad (2.122)$$

Выразим Ψ_d и Ψ_q через i_0. Для этого предварительно найдем из (2.121) и (2.120) значения

$$i_q = -\Psi_q/L; \qquad (2.123)$$

$$i_d = i_0 - \Psi_d/L. \qquad (2.124)$$

Подставив (2.123) и (2.124) в (2.118) и (2.119), получим

$$Ri_0 - (R/L)\Psi_d = p\Psi_d - \omega_{вр}\Psi_q; \qquad (2.125)$$

$$-(R/L)\Psi_q = p\Psi_q + \omega_{вр}\Psi_d. \qquad (2.126)$$

Решая уравнения (2.125) и (2.126) относительно Ψ_d и Ψ_q, записываем:

$$\Psi_d = \frac{R(p + R/L)}{(p + R/L)^2 + \omega_{вр}^2} i_0; \qquad (2.127)$$

$$\Psi_q = \frac{-R\omega_{вр}}{(p + R/L)^2 + \omega_{вр}^2} i_0. \qquad (2.128)$$

Мощность, подаваемая со стороны возбуждения,

$$P_0 = \mathrm{Re}(u_0 - i_0 r_0)\bar{i}_0/2. \qquad (2.129)$$

Учитывая (2.122), выражение (2.129) может быть записано в виде

$$P_0 = \mathrm{Re}(p\Psi_d \bar{i}_0)/2. \qquad (2.130)$$

Подставляя в (2.130) выражение для Ψ_d из (2.127), находим

$$P_0 = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\frac{Rp(p + R/L)}{(p + R/L)^2 + \omega_{вр}^2}|i_0|^2. \qquad (2.131)$$

Для установившегося режима при питании ротора переменным током с частотой ω_0 значение мощности, идущей со стороны возбуждения,

$$P_0 = \frac{1}{2}|i_0|^2 \mathrm{Re}\left[\frac{j\omega_0 R(R/L + j\omega_0)}{(R/L + j\omega_0)^2 + \omega_{вр}^2}\right], \qquad (2.132)$$

или

$$P_0 = \frac{1}{2}|i_0|^2 \mathrm{Re}\frac{-\omega_0^2 R + \omega_0 R^2 j/L^2}{R^2/L^2 + \omega_{пр}^2 - \omega_0 + 2j\omega_0 R/L} =$$

$$= \frac{1}{2}|i_0|^2 \mathrm{Re}\frac{-R\omega_0^2 L^2 + R^2\omega_0 L j}{R^2 + L^2(\omega_{вр}^2 - \omega_0^2) + 2\omega_0 RLj}.$$

Отделяем вещественную часть:

$$P=\frac{1}{2}\,|i_0|^2\,\frac{-R\omega_0^2L^2\left[R^2+L^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]+2R^3\omega_0^2L^2}{\left[R^2+L^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4R^2\omega_0^2L^2}=$$

$$=\frac{1}{2}\,|i_0|^2\,\frac{2R^2-R^2-L^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{\left[R^2+L^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4R^2\omega_0^2L^2}\,R^2\omega_0^2L^2,$$

тогда

$$P_0=\frac{1}{2}\cdot\frac{\left[R^2-L^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]R\omega_0^2L^2\,|i_0|^2}{\left[R^2+L^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4R^2\omega_0^2L^2}. \tag{2.133}$$

Среднее значение момента на валу приводного двигателя

$$M_{\text{ср}}=\frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ \bar{i}_d & \bar{i}_q\end{vmatrix}. \tag{2.134}$$

Подставляя вместо i_d и i_q выражения (2.124) и (2.123), получаем

$$M_{\text{ср}}=\frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ \bar{i}_0-\dfrac{\bar{\Psi}_d}{L} & -\dfrac{\bar{\Psi}_q}{L}\end{vmatrix}=$$

$$=\frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\left\{\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ \bar{i}_0 & 0\end{vmatrix}+\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ -\dfrac{\bar{\Psi}_d}{L} & -\dfrac{\bar{\Psi}_q}{L}\end{vmatrix}\right\}.$$

Заметим, что

$$\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ -\dfrac{\bar{\Psi}_d}{L} & -\dfrac{\bar{\Psi}_q}{L}\end{vmatrix}=-\frac{1}{L}\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ \bar{\Psi}_d & \bar{\Psi}_q\end{vmatrix}=\frac{1}{L}\begin{vmatrix}\bar{\Psi}_d & \bar{\Psi}_q\\ \Psi_d & \Psi_q\end{vmatrix}.$$

Следовательно, полагая

$$-\frac{1}{L}\begin{vmatrix}\Psi_d & \Psi_q\\ \bar{\Psi}_d & \bar{\Psi}_q\end{vmatrix}=z,$$

имеем $z=-\bar{z}$ или

$$2\,\mathrm{Re}\,z=0, \tag{2.135}$$

а поэтому

$$M_{\text{ср}}=-\frac{1}{2}\mathrm{Re}\,\Psi_q\bar{i}_0. \tag{2.136}$$

Выражая в (2.128) Ψ_q через i_0, получаем

$$M_{\text{ср}}=\frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\left\{\frac{-R\omega_{\text{вр}}}{(p+R/L)^2+\omega_{\text{нр}}^2}\,|i_0|^2\right\} \tag{2.137}$$

Определим значение $M_{ср}$ для установившегося режима при питании ротора переменным током. Для этого в выражение (2.137) подставим $p=j\omega_0$:

$$M_{ср}=\frac{1}{2}\,|i_0|^2\,\mathrm{Re}\left\{\frac{R\omega_{вр}}{\frac{R^2}{L^2}+\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)+2\frac{R}{L}\,j\omega_0}\right\}=$$

$$=\frac{1}{2}\,|i_0|^2\,\mathrm{Re}\left\{\frac{\left[\frac{R^2}{L^2}+\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]R\omega_{вр}-2\frac{R^2}{L^2}\,j\omega_0\omega_{вр}}{\left[\frac{R^2}{L^2}+\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\,\omega_0^2}\right\}. \qquad (2.138)$$

Мощность, идущая с вала приводного двигателя,

$$P_{вр}=M_{ср}\omega_{вр},$$

где

$$M_{ср}\omega_{вр}=\frac{1}{2}\,|i_0|^2\,\frac{\left[R^2+L^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]R\omega_{вр}^2/L^2}{\left[\frac{R^2}{L^2}+\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4R^2\omega_0^2\,L^2}, \qquad (2.139)$$

или

$$M_{ср}\omega_{вр}=\frac{1}{2}\,|i_0|^2\,\frac{\left[R^2+L^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]R\omega_{вр}^2L^2}{\left[R^2+L^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4R^2\omega_0^2L^2}. \qquad (2.140)$$

Получив выражение для мощности, идущей со стороны приводного двигателя [см. (2.140)], и выражение для мощности, идущей через обмотку возбуждения [см. (2.133)], найдем выражение для искомого отношения мощностей.

Полагая $M_{ср}\omega_{вр}=P_{вр}$, получаем

$$\frac{P_{вр}}{P_0}=\frac{\omega_{вр}^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2\,L^2+\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)}{R^2\,L^2-\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)}. \qquad (2.141)$$

Выражение (2.141) совпадает с выражением (2.57), полученным для случая, когда генератор работает на симметричную нагрузку с такими параметрами, которые, слагаясь с параметрами обмотки статора, дают результирующее чисто активное сопротивление.

Действительно, подставив в выражение (2.141) значение $L=0$, получим

$$P_{вр}/P_0=\omega_{вр}^2\,\omega_0^2. \qquad (2.142)$$

Если частоты равны ($\omega_{вр}=\omega_0$), то отношение мощностей равно единице, т. е. 50% мощности нагрузки покрывается за счет мощности, поступающей с вала приводного двигателя, а 50% мощности — за счет возбуждения.

При $\omega^2_{вр}=R^2/L^2+\omega_0^2$ получается отношение $P_{вр}/P_0=\infty$, иначе говоря, мощность, поступающая со стороны возбуждения, не передается в нагрузку и равна нулю.

При $\omega^2_{вр}>R^2/L^2+\omega_0^2$ отношение $P_{вр}/P_0$ имеет знак минус, т. е. мощность с вала поступает в нагрузку и в цепь возбуждения.

Рассмотрим более общий случай, когда нагрузка смешанная — состоит из индуктивного и активного сопротивлений:

$$z(p)=R_н+pL_н.$$

В этом случае выражения (2.112) и (2.113) будут записаны следующим образом:

$$e_d=\operatorname{Re} Z\,[R_н+(p+j\omega_{вр})\,L_н]\,i_d-\operatorname{Im} Z\,[R_н+(p+j\omega_{вр})\,L_н]\,i_q=$$
$$=(R_н+pL_н)\,i_d-\omega_{вр}L_нi_q; \qquad (2.143)$$

$$e_q=\operatorname{Re} Z\,[R_н+(p+j\omega_{вр})\,L_н]\,i_q+\operatorname{Im} Z\,[R_н+(p+j\omega_{вр})\,L_н]\,i_d=$$
$$=(R_н+pL_н)\,i_q+\omega_{вр}L_нi_d. \qquad (2.144)$$

Подставляя (2.143) и (2.144) соответственно в (2.107) и (2.108), получим

$$(R+pL_н)\,i_d-\omega_{вр}L_ни_q=p\Psi_d-\omega_{вр}\Psi_q; \qquad (2.145)$$

$$(R+pL_н)\,i_q+\omega_{вр}L_нi_d=p\Psi_q+\omega_{вр}\Psi_d. \qquad (2.146)$$

Уравнения (2.120)—(2.122) остаются в прежнем виде.

Положим $R+pL_н=B$, тогда (2.145) и (2.146) запишутся так:

$$Bi_d-\omega_{вр}L_нi_q=p\Psi_d-\omega_{вр}\Psi_q; \qquad (2.147)$$

$$Bi_q+\omega_{вр}L_нi_d=p\Psi_q+\omega_{вр}\Psi_d. \qquad (2.148)$$

Из (2.120) и (2.121) находим i_d и i_q:

$$i_d=-(1/L)\,\Psi_d+i_0, \quad i_q=-(1/L)\,\Psi q$$

и подставляем в (2.147) и (2.148):

$$B\left(i_0-\frac{1}{L}\Psi_d\right)+\omega_{вр}\frac{L_н}{L}\Psi_q=p\Psi_d-\omega_{вр}\Psi_q; \qquad (2.149)$$

$$\omega_{вр}L_н\left(i_0-\frac{1}{L}\Psi_d\right)-\frac{B}{L}\Psi_q=\omega_{вр}\Psi_d+p\Psi_q. \qquad (2.150)$$

Перепишем последние уравнения в виде

$$(p+B/L)\,\Psi_d-\omega_{вр}(1+L_н/L)\,\Psi_q=Bi_0; \qquad (2.151)$$

$$\omega_{вр}(1+L_н/L)\,\Psi_d+(p+B/L)\,\Psi_q=\omega_{вр}L_нi_0. \qquad (2.152)$$

Из уравнения (2.151) и (2.152) выразим Ψ_d через i_0:

$$\Psi_d=\frac{(p+B/L)\,\omega_{вр}L_н-\omega_{вр}(1+L_н/L)\,B}{(p+B/L)^2+\omega^2_{вр}(1+L_н/L)^2}\,i_0=$$

$$=\frac{-R\omega_{вр}i_0}{(p+B/L)^2+\omega^2_{вр}(1+L_н/L)^2}. \qquad (2.153)$$

Из (2.153) выразим Ψ_q через i_0, полагая

$$(1+L_н/L)=k. \tag{2.154}$$

При этом получим

$$\Psi_q=\frac{-R\omega_{вр}i_0}{(p+B/L)^2+k^2\omega_{вр}^2}. \tag{2.155}$$

Используя уравнение

$$P_0=\frac{1}{2}\operatorname{Re}[(u_0-i_0r_0)\bar{i}_0]=\frac{1}{2}\operatorname{Re}(p\Psi_d\bar{i}_0)$$

и значение

$$M_{ср}=-\frac{1}{2}\operatorname{Re}\begin{vmatrix} i_d & i_q \\ \bar{\Psi}_d & \bar{\Psi}_q \end{vmatrix}=-\frac{1}{2}\operatorname{Re}(i_0\Psi_q), \tag{2.156}$$

а также полагая

$$-R\omega_{вр}/[(p+B/L)^2+k^2\omega_{вр}^2]=c, \tag{2.157}$$

получим

$$M_{ср}=-\frac{1}{2}\operatorname{Re}(\operatorname{Re}c+j\operatorname{Im}c)\,|i_0|^2=-\frac{1}{2}\operatorname{Re}c\,|i_0|^2. \tag{2.158}$$

Подставим в (2.157) значение $B=R+pL_н$ и $p=j\omega_0$ и найдем $\operatorname{Re}c$:

$$c=\frac{-R\omega_{вр}}{p^2+2p\dfrac{B}{L}+\dfrac{B^2}{L^2}+k^2\omega_{вр}^2}=\frac{-R\omega_{вр}}{\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)+2\dfrac{R}{L}j\omega_0k};$$

$$\operatorname{Re}c=-\frac{R\omega_{вр}\left[\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]}{\left[\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\dfrac{R^2}{L^2}k^2\omega_0^2}. \tag{2.159}$$

При этом

$$M_{ср}=\frac{1}{2}\cdot\frac{R\omega_{вр}\left[\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]}{\left[\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\dfrac{R^2}{L^2}k^2\omega_0^2}\,|i_0|^2. \tag{2.160}$$

Из уравнений (2.152) и (2.153) имеем

$$\Psi_d=\frac{B\left(p+\dfrac{B}{L}\right)+\omega_{вр}^2L_нk}{\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)+2\dfrac{R}{L}j\omega_0k}\,i_0=$$

$$=i_0\frac{j\left\{\left[\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]\left(1+2\dfrac{L_н}{L}\right)R\omega_0-2\dfrac{R}{L}\omega_0k\left(\dfrac{B^2}{L}-L_н\omega_0^2-\dfrac{L_н\omega_0^2}{L}+\omega_{вр}L_нk\right)\right\}+u}{\left[\dfrac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{вр}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\dfrac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}=$$

$$=R\omega_0 j\,\frac{\left\{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]\left(k+\frac{L_{\text{н}}}{L}\right)-2k\left(\frac{B^2}{L^2}-\omega_0^2\frac{L_{\text{н}}}{L}k+\omega_{\text{вр}}^2\frac{L_{\text{н}}}{L}k\right)\right\}}{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}\,i_0+$$

$$+ui_0=R\omega_0 j\,\frac{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]\left(k+\frac{L_{\text{н}}}{L}\right)-2k\left[\frac{R^2}{L^2}+k\frac{L_{\text{н}}}{L}\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]}{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}\,i_0+$$

$$+ui_0=R\omega_0 j\,\frac{-\frac{R^2}{L^2}+k^3\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)-k^2\frac{L_{\text{н}}}{L}\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}\,i_0+ui_0=$$

$$=-jR\omega_0\,\frac{\frac{R^2}{L^2}-k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}\,i_0+ui_0. \qquad (2.161)$$

Подставляя выражение (2.161) в (2.133), получим

$$P_0=\frac{1}{2}\operatorname{Re}(p\Psi_d\bar{i}_0)=\frac{1}{2}\operatorname{Re}(j\omega_0\Psi_d\bar{i}_0)=$$

$$=\frac{1}{2}\operatorname{Re}\left\{R\omega_0^2\,\frac{R^2 L^2-k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}\,|i_0|^2+j\omega_0 u\,|i_0|^2\right\}=$$

$$=\frac{1}{2}R\omega_0\,\frac{\frac{R^2}{L^2}-k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{\left[\frac{R^2}{L^2}+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)\right]^2+4\frac{R^2}{L^2}\omega_0^2k^2}\,|i_0|. \qquad (2.162)$$

Тогда

$$\frac{M_{\text{ср}}\omega_{\text{вр}}}{P_0}=\frac{P_{\text{вр}}}{P_0}=\frac{\omega_{\text{вр}}^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2/L^2+k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{R^2/L^2-k^2\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}$$

или

$$\frac{P_{\text{вр}}}{P_0}=\frac{\omega_{\text{вр}}^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2/L^2+(1+L_{\text{н}}/L)\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}{R^2/L^2-(1+L_{\text{н}}/L)\left(\omega_{\text{вр}}^2-\omega_0^2\right)}. \qquad (2.163)$$

Таким образом, уравнение (2.141) является частным случаем уравнения (2.163) при условии $L_{\text{н}}=0$; из уравнения (2.163) видно, что при $\omega_{\text{вр}}=(1/kT)^2+\omega_0$ (где $T=L/R$) мощность $P_0=0$.

Используя уравнения для моментов и мощностей, можно получить значения всех параметров генератора при любых заданных режимах работы.

Глава 3

АНАЛИЗ РАБОТЫ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Трехфазное модулированное напряжение переменной частоты преобразуется в однофазное напряжение стабильной частоты с использованием преобразователя с явно выраженным звеном постоянного тока.

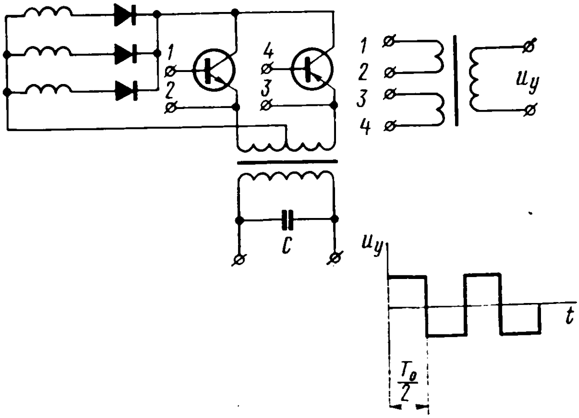

Рис. 3.1. Принципиальная схема системы стабилизации частоты

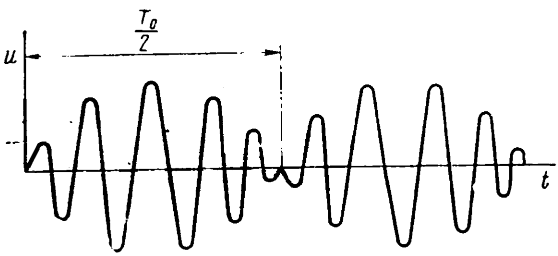

Рис. 3.2. Временная диаграмма модулированного напряжения

Принципиальная схема системы (рис. 3.1) состоит из источника модулированного напряжения — трехфазного высокочастотного генератора; преобразователя частоты — трехфазного выпрямителя и коммутатора на транзисторах; дифференциального трансформатора и емкости фильтра.

Временна́я диаграмма модулированного напряжения высокочастотного генератора приведена на рис. 3.2.

§ 3.1. ОСНОВНОЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УРАВНЕНИЕ ПРОЦЕССА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ МОДУЛИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Рассматривается схема преобразователя частоты с разделенными электромагнитными процессами — выпрямления по высокой (несущей) частоте $\omega_{вр}$ и коммутирования по низкой (частоте возбуждения) ω_0.

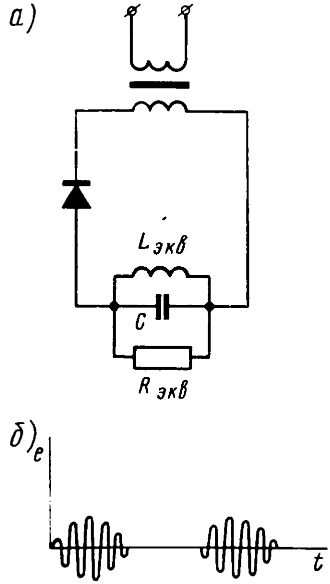

Рис. 3.3. Однотактная неуправляемая вентильная схема (*а*) и форма выходного напряжения (*б*)

Процесс выпрямления обеспечивается работой полупроводникового выпрямителя, процесс коммутации — совместно работой транзисторов в ключевом режиме и дифференциального трансформатора.

Трансформатор имеет две входные обмотки (с одинаковыми

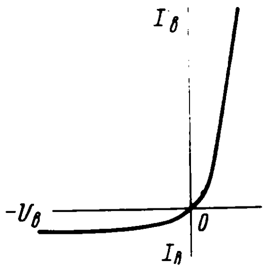

Рис. 3.4. Вольт-амперная характеристика вентиля

параметрами) и одну выходную. Входные обмотки попеременно подключаются транзисторами к выпрямителю в соответствии с сигналом управления на время $T_0/2$ (в момент минимума огибающей модулированного напряжения). На выходе трансформатора формируются в противофазе две полуволны синусоидального напряжения, сдвинутые на время $T_0/2$. Сглаживание напряжения обеспечивается емкостным фильтром.

Дифференциальное уравнение процесса преобразования может быть составлено для однотактной неуправляемой вентильной схемы (рис. 3.3, *а*), форма выходного напряжения которой представлена на рис. 3.3, *б*.

Мгновенное значение выпрямленного тока определяется вольтамперной характеристикой вентиля (рис. 3.4):

$$i_в = f(u_в), \tag{3.1}$$

где $u_в$ — результирующее мгновенное значение напряжений, приложенных к вентилю.

Мгновенное значение выпрямленного тока состоит из мгновенных значений токов индуктивной и емкостной цепей, а также тока цепи эквивалентной нагрузки:

$$i_в = i_L + i_C + i_r = C\frac{du_C}{dt} + \frac{1}{L}\int u_C dt + \frac{u_C}{R_{экв}}. \qquad (3.2)$$

Мгновенное значение напряжения, приложенного к вентилю, определяется э.д.с. высокочастотного генератора и напряжением нагрузки:

$$u_в = e - u_н. \qquad (3.3)$$

Из (3.1) ÷ (3.3) следует, что

$$C\frac{du_C}{dt} + \frac{1}{L}\int u_C dt + \frac{1}{R_{экв}} u_C = f(e - u_н), \qquad (3.4)$$

где u_C — напряжение на емкости, равное напряжению на нагрузке $u_н$.

Анализ работы схемы преобразователя частоты может быть проведен на основании общей теории нелинейных четырехполюсников. Согласно представлениям теории, нелинейный четырехполюсник может быть охарактеризован зависимостями входного и выходного токов от подводимой э.д.с. и э.д.с. на вторичной стороне:

$$i_{вх} = f_1(e_{вх}, e_{вых}); \qquad (3.5)$$

$$i_{вых} = f_2(e_{вх}, e_{вых}). \qquad (3.6)$$

В случае, когда постоянная времени нагрузочной цепи мала по сравнению со временем изменения амплитуды высокой частоты, функции $f_1(e_{вх}, e_{вых})$ и $f_2(e_{вх}, e_{вых})$ однозначны и переходные процессы могут не учитываться, т. е. система является безынерционной.

При соизмеримости постоянной времени цепи нагрузки со временем изменения амплитуды входного напряжения функции входного тока не являются однозначными и полное исследование включает анализ установившихся и переходных процессов.

Решение дифференциального уравнения (3.4) встречает ряд трудностей, поэтому целесообразно проводить его при определенных допущениях:

а) несущая частота ($\omega_{вр} \gg \omega_0$) и амплитуда напряжения генератора в течение времени $T_0/2$ не изменяются. Определяемая таким образом функция $i_{вх} = f_1(e_{вх}, e_{вых})$ характеризует установившийся режим;

б) цепи низкой частоты рассчитываются с помощью разложения выражения выпрямленного тока в гармонический ряд, позволяющий уточнить влияние нагрузки на процесс коммутации.

Таким образом, при $\omega_{вр} \gg \omega_0$ можно полагать, что огибающая высокочастотного напряжения изменяется медленно по сравнению с «заполняющими» импульсами. Это условие позволяет проводить исследование процесса коммутации высокочастотного напряжения известными методами теории нагруженных вентилей.

§ 3.2. РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА НАГРУЗКУ, ИМЕЮЩУЮ ЕМКОСТНОЙ ХАРАКТЕР

Процессы, происходящие в преобразователе при емкостной нагрузке, рассматриваются при следующих упрощениях:

а) вентили имеют в прямом направлении активное постоянное сопротивление $r_в$, не зависящее от величины проходящего через них тока;

б) емкость велика, т. е.

$$C \gg 1/(m\omega_{вр}R_н), \tag{3.7}$$

где m — число фаз генератора; $R_н$ — активное сопротивление нагрузки;

в) индуктивное сопротивление обмоток генератора мало по сравнению с активным и им можно пренебречь, т. е.

$$x_L \approx 0. \tag{3.8}$$

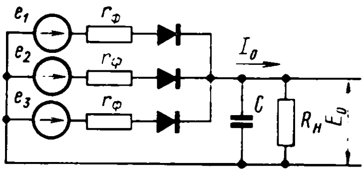

Рис. 3.5. Эквивалентная схема преобразователя

С учетом указанных упрощений на рис. 3.5 приведена эквивалентная схема преобразователя. Здесь сопротивление фазы

$$r_ф = r_{ф.г} + r_в, \tag{3.9}$$

где $r_{ф.г}$ — активное сопротивление фазы генератора.

Вследствие односторонней проводимости вентилей через нагрузку $R_н$ будет протекать выпрямленный ток I_0, а на ее зажимах будет выпрямленное напряжение

$$E_0 = I_0 R_н. \tag{3.10}$$

При емкостной нагрузке $1/(m\omega_{вр}C) \ll R_н$ напряжение E_0 не содержит переменной составляющей. Из схемы видно, что мгновенное значение напряжения на вентиле

$$u_в = u - E_0 = U_m \cos\vartheta - E_0, \tag{3.11}$$

где $\vartheta = \omega_{вр}t$.

При $u_в > 0$ мгновенное значение тока фазы

$$i = u_в/r_ф = (U_m \cos\vartheta - E_0)/r_ф. \tag{3.12}$$

Ток изменяется от $i=0$ при $u_в=0$ до $i=I_{max}$ при $u_в=U_{вmax}=$ $=U_m - E_0$.

Фазовый угол (угол отсечки), соответствующий моменту $u_в=0$, обозначим через θ. Тогда из (3.12) получим

$$U_m \cos\theta - E_0 = 0 \tag{3.13}$$

или

$$E_0 = U_m \cos \theta. \qquad (3.14)$$

Угол отсечки θ связывает все количественные соотношения, характеризующие работу выпрямителя, с емкостной нагрузкой.

Подставив в (3.12) выражение (3.14), найдем

$$i = (U_m/r_ф)(\cos \vartheta - \cos \theta). \qquad (3.15)$$

Функция (3.15) имеет максимум при $\vartheta = 0$:

$$I_{max} = (U_m/r_ф)(1 - \cos \theta). \qquad (3.16)$$

Для установления зависимости между максимальным значением тока фазы I_{max} и током нагрузки $I_н$ воспользуемся формулой Фурье для среднего значения (постоянной составляющей) периодической, непрерывной в интервале от a до b интегрируемой функции $i = f(\vartheta)$:

$$I_{ср} = \frac{1}{b-a} \int_a^b f(\vartheta)\, d\vartheta. \qquad (3.17)$$

Применим эту формулу для $1/m$-й части периода:

$$I_{ср} = I_0 = \frac{1}{2\pi/m} \int_{-\pi/m}^{+\pi/m} i\, d\vartheta. \qquad (3.18)$$

Подставив в (3.18) значение i из (3.12), получим

$$I_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_m}{r_ф} (\cos \vartheta - \cos \theta)\, d\vartheta. \qquad (3.19)$$

После интегрирования и преобразования имеем

$$I_0 = \frac{m}{\pi} \cdot \frac{U_m}{r_ф} (\sin \theta - \theta \cos \theta). \qquad (3.20)$$

Кроме того, из (3.10) и (3.14) выпрямленный ток

$$I_0 = E_0/R_н = (U_m/R_н) \cos \theta. \qquad (3.21)$$

Решая совместно (3.20) и (3.21), получим

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = \pi r_ф/(m R_н). \qquad (3.22)$$

Обычно параметры $r_ф$, m, $R_н$ известны.

Из системы уравнений (3.20) и (3.21) можно определить угол θ. Однако эти уравнения являются трансцендентными, не разрешимыми относительно θ. Поэтому угол θ следует находить по графику $\theta = f(A)$ (рис. 3.6), где

$$A = \pi r_ф/(m R_н). \qquad (3.23)$$

Величину θ можно определить и приближенно, разложив в ряд Фурье функцию $\operatorname{tg}\theta-\theta$. При $0<\theta<\pi/m$ (где $m\geqslant 2$), ограничиваясь двумя первыми членами разложения, получим

$$\operatorname{tg}\theta-\theta\approx\theta/3\approx\pi r_{ф}/(mR_{н}), \tag{3.24}$$

откуда (в радианах)

$$\theta=2{,}1\sqrt[3]{\pi r_{ф}/(mR_{н})}. \tag{3.25}$$

Ошибка, вычисленная по (3.24), при $r_{ф}\leqslant 0{,}015\ mR_{н}$ не превышает 5%.

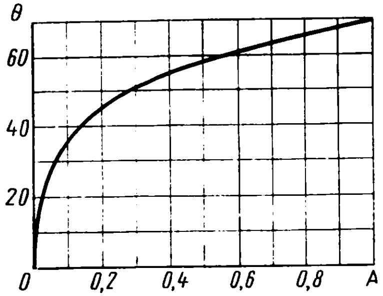

Рис. 3.6. Зависимость $\theta=f(A)$

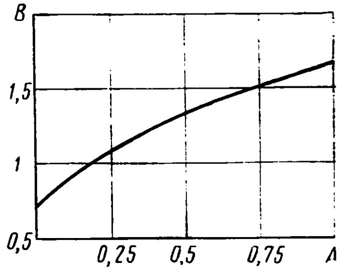

Рис. 3.7. Зависимость $B=f(A)$

Действующее напряжение генератора можно найти из формулы (3.14):

$$U=(U_m/\sqrt{2})=BE_0, \tag{3.26}$$

где коэффициент B является функцией угла θ, а следовательно, функцией параметра A (рис. 3.7):

$$B=1/(\sqrt{2}\cos\theta). \tag{3.27}$$

По параметрам A и B определяется напряжение U.

Таким образом, величина угла отсечки полностью характеризует режим работы преобразовательной схемы.

Важной зависимостью преобразователя является его внешняя характеристика, т. е. зависимость выходного напряжения E_0 от тока нагрузки I_0 при $U=\text{const}$:

$$E_0=f(I_0). \tag{3.28}$$

При изменении тока нагрузки I_0 изменяется E_0 вследствие падения напряжения на активных сопротивлениях обмоток генератора и переходах вентилей.

Уравнения (3.14) и (3.20) представим в виде

$$E_0/U_m=\cos\theta; \tag{3.29}$$

$$I_0/(m/\pi)(U_m/r_{ф})=\sin\theta-\theta\cos\theta. \tag{3.30}$$

При $\theta=0$ имеем режим холостого хода:

$$E_0=U_m=E_{0\,\text{х.х}};\; I_0=0. \tag{3.31}$$

При $\theta=\pi/2$ имеем режим короткого замыкания:

$$E_0=0;\; I_0=I_{0\,\text{к.з}}, \tag{3.32}$$

где

$$I_{0\,\text{к.з}}=(m/\pi)(U_m/r_\text{ф}). \tag{3.33}$$

Запишем (3.29) и (3.30) с учетом (3.31) и (3.32):

$$E_0/E_{0\,\text{х.х}}=\cos\theta; \tag{3.34}$$

$$I_0/I_{0\,\text{к.з}}=\sin\theta-\theta\cos\theta. \tag{3.35}$$

Обозначим

$$E_0/E_{0\,\text{х.х}}=\xi; \tag{3.36}$$

$$I_0/I_{0\,\text{к.з}}=\Psi. \tag{3.37}$$

Тогда

$$\xi=\cos\theta; \tag{3.38}$$

$$\Psi=\sin\theta-\theta\cos\theta. \tag{3.39}$$

Уравнения (3.38) и (3.39) являются уравнениями внешней характеристики преобразователя, записанными в параметрической форме. Связующим параметром этих уравнений является угол θ. При исключении θ можно получить внешнюю характеристику в относительных единицах, но сделать это весьма трудно, так как ξ и Ψ являются трансцендентными функциями θ. Поэтому характеристику можно построить, задаваясь значениями θ и вычисляя ξ и Ψ (рис. 3.8),

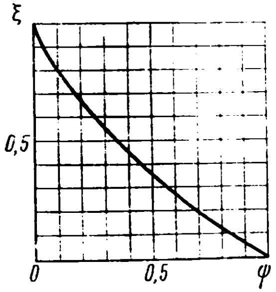

Рис. 3.8. Внешняя характеристика преобразователя

$$\xi=f(\Psi). \tag{3.40}$$

Можно построить характеристику, если приближенно решить систему уравнений (3.34) и (3.35), разложив в тригонометрические ряды $\sin\theta$ и $\cos\theta$. Считая, что при $I_0<I_{0\text{к.з}}$

$$0<\theta\ll\pi/2, \tag{3.41}$$

можно принять

$$\sin\theta\approx\theta; \tag{3.42}$$

$$\cos\theta=1-\theta^2/2; \tag{3.43}$$

Подставив (3.42) и (3.43) соответственно в (3.38) и (3.39) получим

$$\xi=1-\theta^2/2; \tag{3.44}$$

$$\Psi=\theta^3/2. \tag{3.45}$$

Исключив θ, найдем с некоторым приближением

$$\xi = 1 - (2\Psi)^{2/3}. \qquad (3.46)$$

Приближенное решение дает погрешность в пределах 5%.

Э.д.с. преобразователя e_0 из-за конечного значения емкости C содержит кроме E_0 еще и переменную составляющую $e_{\sim}$, которая определяется бесконечным рядом гармонических, частота которых кратна частоте пульсаций:

$$\omega_{п} = m\omega_{вр}. \qquad (3.47)$$

Таким образом, э.д.с. на выходе преобразователя

$$e_0 = E_0 + e_{\sim}, \qquad (3.48)$$

где

$$e_{\sim} = \sum_{k=1}^{\infty} E_k \cos(k\omega_{п} t + \varphi_k). \qquad (3.49)$$

Здесь E_k — амплитуда гармонических; φ_k — фаза; k — номер гармоники.

Составляющие (3.49) можно определить, умножая ток на соответствующее сопротивление Z_k, которое состоит из конденсатора C и сопротивления нагрузки $R_н$ (см. рис. 3.5):

$$1/Z = 1/R_н + jk\omega_{п} C. \qquad (3.50)$$

Обычно

$$Z \approx 1/(k\omega_{вр} C) = 1/(km\omega_{вр} C), \qquad (3.51)$$

так как

$$k\omega_{вр} C \gg 1/R_н, \qquad (3.52)$$

поэтому

$$E_k \approx I_k/(k\omega_{вр} mC). \qquad (3.53)$$

Значение амплитуды I_k можно определить по формуле разложения несинусоидальной периодической функции в ряд Фурье:

$$I_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i \cos k\omega t dt. \qquad (3.54)$$

Подставив в (3.54) выражения (3.11) и (3.15) и пределы $\pm\theta$, получим

$$I_k = \frac{m}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{U_m}{r_ф} (\cos \omega_{вр} t - \cos \theta) \cos km\omega_{вр} t dt. \qquad (3.55)$$

После интегрирования и преобразования с учетом (3.14) имеем

$$I_k = \frac{F_0}{r_ф} \cdot \frac{2(\sin km\theta \cos\theta - km \cos km\theta \sin\theta)}{\pi (k^2m^2 - 1)\cos\theta}. \qquad (3.56)$$

Из (3.56) видно, что

$$I_1 > I_2 > I_3 > \ldots > I_k. \tag{3.57}$$

Из (3.53) найдем

$$I_k = km\omega_{\text{вр}} C E_k. \tag{3.58}$$

После подстановки (3.58) в (3.57) получим

$$m\omega_{\text{вр}} C E_1 > 2m\omega_{\text{вр}} C E_2 > \ldots > km\omega_{\text{вр}} C E_k \tag{3.59}$$

или

$$E_1 > 2E_2 > \ldots > kE_k. \tag{3.60}$$

Таким образом, переменная составляющая выходного напряжения определяется в основном первой гармоникой.

Выражение для тока первой гармоники получим, если в (3.56) подставим $k=1$:

$$I_1 = \frac{E_0}{r_\text{ф}} \cdot \frac{2(\sin m\,\theta \cos\theta - m\cos m\,\theta \sin\theta)}{\pi(m^2-1)\cos\theta}. \tag{3.61}$$

§ 3.3. РАБОТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА НАГРУЗКУ, ИМЕЮЩУЮ ИНДУКТИВНЫЙ ХАРАКТЕР

Анализ работы преобразователя на индуктивную нагрузку приводится для следующих условий: $L_\text{ф}=\infty$; $r_\text{ф}=0$; $x_\text{г}=0$.

Эквивалентная схема при указанных условиях преобразователя представлена на рис. 3.9.

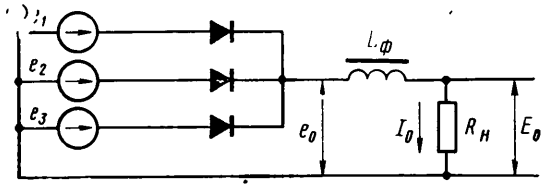

Рис. 3.9. Схема преобразователя, работающего на индуктивную нагрузку

При $L=\infty$ ток в цепи нагрузки не изменяется и определяется суммой токов отдельных фаз:

$$I_0 = i_1 + i_2 + i_3. \tag{3.62}$$

Э.д.с. на выходе e_0 является несинусоидальной периодической функцией и может быть представлена в виде тригонометрического ряда:

$$e_0 = E_0 + \sum_{k=1}^{\infty} E_k \cos k\omega_{\text{вр}} t. \tag{3.63}$$

Полагая, что активное сопротивление дросселя $R_\text{ф}=0$, можно считать, что составляющая E_0 выделяется полностью на сопротивлении нагрузки $R_н$. Выражение для E_0 в рассматриваемой схеме будет аналогично выражению для среднего значения e_0 при чисто активной нагрузке:

$$E_0=\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}U_m=\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\sqrt{2}U, \tag{3.64}$$

или

$$E_0=qU, \tag{3.65}$$

где

$$q=\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\sqrt{2}. \tag{3.66}$$

Выпрямленный ток

$$I_0=E_0/R_н. \tag{3.67}$$

Максимальный ток в фазе

$$I_m=I_0. \tag{3.68}$$

Среднее значение этого тока

$$I_{ср}=I_0/m. \tag{3.69}$$

Действующее значение тока в фазе определяется как среднеквадратичное за период, т. е.

$$I=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\pi/m}^{+\pi/m} i^2 d\vartheta}. \tag{3.70}$$

В интервале $+\pi/m$ ток $i=I_0$, а в течение остальной части периода $i=0$. Проинтегрировав (3.70) при этих условиях, получим

$$I=I_0/\sqrt{m}. \tag{3.71}$$

Вследствие конечного значения индуктивности дросселя $L_ф$ в цепь нагрузки проникают высшие гармонические. Они могут быть представлены в виде ряда

$$e_0'=\sum_{k=1}^{\infty} E_k\cos k\omega_{вр}t. \tag{3.72}$$

Амплитуды гармонических определяются по формуле разложения в ряд Фурье:

$$E_k=\frac{m}{\pi}\int\limits_{-\pi/2}^{+\pi/2} U_m\cos k\omega_п t\, d\omega_{вр}t. \tag{3.73}$$

Здесь разлагаемая функция

$$u=U_m\cos\omega_{вр}t. \tag{3.74}$$

Подставив в (3.73) выражения (3.47) и (3.74), получим амплитуду k-й гармоники:

$$E_k = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_m \frac{2}{(km)^2 - 1}. \tag{3.75}$$

Коэффициент пульсаций на выходе преобразователя

$$k_п = E_k / E_0. \tag{3.76}$$

Подставив в (3.76) выражение (3.64), найдем

$$k_п = 2/[(km)^2 - 1]. \tag{3.77}$$

Расчеты показывают, что коэффициент пульсаций быстро падает с увеличением несущей частоты $\omega_{вр}$ и числа фаз m. Основное значение имеет первая гармоника, частота которой определяется частотой пульсаций $\omega_п = \omega_{вр} m$.

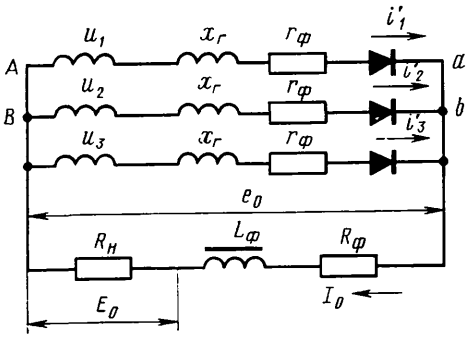

Рис. 3.10. Эквивалентная схема преобразователя

Принятые ранее допущения наложили определенные ограничения на исследование процессов в преобразователе. Чтобы приблизить исследование процессов к реальным условиям, необходимо учесть реактивные ($x_L = \omega_{вр} L$) и активные ($r_ф = r_{ф.г} + r_в$) сопротивления фаз генератора. Эквивалентная схема преобразователя для этого случая при индуктивной нагрузке представлена на рис. 3.10.

Наличие индуктивности L и сопротивления $r_{ф.г}$ вызывает угол перекрытия фаз λ. В период перекрытия в двух фазах существует ток

$$i'_1 + i'_2 = I_0 = \text{const}. \tag{3.78}$$

При перекрытии фаз среднее напряжение выпрямителя

$$u_{ср} = (u_1 + u_2)/2, \tag{3.79}$$

где мгновенные напряжения

$$u_1 = U_m \cos(\vartheta + \pi/m); \tag{3.80}$$

$$u_2 = U_m \cos(\vartheta - \pi/m). \tag{3.81}$$

Подставив (3.80) и (3.81) в (3.79), получим

$$u_{ср} = U_m \cos(\pi/m) \cos\vartheta. \tag{3.82}$$

Огибающая выпрямленного напряжения изменяется по двум законам:

в диапазоне угла λ — по закону $u_{\text{ср}}$;
в диапазоне угла $2\pi/m—\lambda$ — по закону u_2.

Применяя формулу Фурье, найдем

$$E_0=\frac{m}{2\pi}\left[\int\limits_0^{\lambda} u_{\text{ср}} d\vartheta+\int\limits_{\lambda}^{2\pi/m} u_2 d\vartheta\right]. \qquad (3.83)$$

Подставив в (3.83) выражения (3.81) и (3.82), получим

$$E_0=E_{0\,\text{х.х}}(1+\cos\lambda)/2, \qquad (3.84)$$

где

$$E_{0\,\text{х.х}}=qu_2. \qquad (3.85)$$

Из (3.84) видно, что с увеличением угла λ снижается выпрямленное напряжение и одновременно повышается коэффициент пульсаций на выходе схемы.

Представляет интерес зависимость коэффициента пульсаций от угла λ. При разложении несимметричной функции в ряд Фурье амплитуда k-й гармоники

$$A_k=\sqrt{B_k^2+C_k^2}. \qquad (3.86)$$

Для рассматриваемого случая

$$B_k=\frac{m}{\pi}\left\{\int\limits_0^{\lambda} u_{\text{ср}}\sin km\omega_{\text{вр}}t\,d\omega_{\text{вр}}t+\int\limits_{\lambda}^{2\pi/m} u_2\sin km\,\omega_{\text{вр}}t\,d\omega_{\text{вр}}t\right\}; \qquad (3.87)$$

$$C_k=\frac{m}{\pi}\left\{\int\limits_0^{\lambda} u_{\text{ср}}\cos km\omega_{\text{вр}}t\,d\omega_{\text{вр}}t+\int\limits_{\lambda}^{2\pi/m} u_2\cos km\,\omega_{\text{вр}}t\,d\omega_{\text{вр}}t\right\}. \qquad (3.88)$$

Подставив в (3.87) и (3.88) выражения (3.81) и (3.82) и проинтегрировав, получим амплитуду первой гармоники

$$A_1=U_m\frac{\frac{m}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}}{m^2-1}\times$$

$$\times\sqrt{(m^2-1)\sin^2\lambda+2(1+m\sin\lambda\sin m\lambda+\cos\lambda\cos m\lambda)}. \qquad (3.89)$$

С учетом (3.84) можно найти коэффициент пульсаций для первой гармоники

$$k_{\text{п}1}=\frac{A_1}{E_0}=\frac{2A_1}{E_{0\,\text{х.х}}(1+\cos\lambda)}=\frac{2}{(m^2-1)(1+\cos\lambda)}\times$$

$$\times\sqrt{(m^2-1)\sin^2\lambda+2(1+m\sin\lambda\sin m\lambda+\cos\lambda\sin m\lambda)}. \qquad (3.90)$$

Из (3.90) видно, что коэффициент пульсаций зависит от числа фаз и угла перекрытия, т. е.

$$k_{\text{п}1}=f(m,\ \lambda). \qquad (3.91)$$

В частном случае (при $\lambda=0$) выражение (3.90) превращается в (3.77).

Поскольку амплитуды высших гармонических значительно меньше амплитуды первой гармоники, частота которой определяется частотой пульсаций $\omega_п = m\omega_{вр}$, то влияние высших гармонических на коэффициент $k_{п\,k}$ можно не учитывать.

На рис. 3.11 представлена зависимость коэффициента пульсаций от угла перекрытия для трехфазной и шестифазной схем выпрямления. Из графика следует, что при шестифазной схеме выпрямления коэффициент пульсаций уменьшается в пять раз по сравнению с трехфазной. Таким образом, применение выпрямительной мостовой схемы Ларионова в преобразователе при трехфазном генераторе в значительной степени уменьшает коэффициент пульсаций выходного напряжения преобразователя.

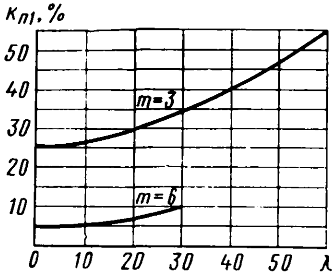

Рис. 3.11. Зависимость коэффициента пульсаций от угла перекрытия

Угол перекрытия влияет также на действующее значение тока в фазе. В первом приближении можно считать, что в интервале от 0 до λ токи i_1 и i_2 в фазах изменяются по линейному закону в функции $\vartheta = \omega_{вр} t$. При этом действующее значение тока

$$I \approx \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int\limits_0^{\lambda}\left(\frac{I_0\omega_{вр}t}{\lambda}\right)^2 d\omega_{вр}t + \int\limits_{\lambda}^{2\pi/m} I_0^2\, d\omega_{вр}t + \int\limits_{2\pi/m}^{2\pi/m+\lambda}\left(I_0 - \frac{I_0\omega_{вр}t}{\lambda}\right)^2 d\omega_{вр}t\right]}. \tag{3.92}$$

После интегрирования и преобразования получим

$$I = (I_0/\sqrt{m})\sqrt{1 - m\lambda/(6\pi)}. \tag{3.93}$$

Так как

$$m\lambda/(6\pi) \ll 1,$$

то действующее значение токов

$$I \approx (I_0/\sqrt{m})\,[1 - m\lambda/(6\pi)]. \tag{3.94}$$

Таким образом, с увеличением угла перекрытия действующее значение тока увеличивается.

Чтобы получить уравнения внешней характеристики преобразователя при индуктивной нагрузке, необходимо определить зависимость угла λ от параметров схемы и ее режим работы.

Для простоты математических преобразований, пользуясь законами Кирхгофа в операторной форме, рассмотрим переходный режим, когда нагрузка переключается с фазы A на фазу B (см.

рис. 3.10). Обходя по контуру $BbaA$, получим два уравнения, связывающие напряжения и токи в этом контуре:

$$(u_2-u_1)(p)-pLI_0=(r_ф+pL)\,i_2(p)-(r_ф+pL)\,i_1(p); \qquad (3.95)$$

$$I_0=i_2(p)+i_1(p)=\text{const}. \qquad (3.96)$$

При совместном решении (3.95) и (3.96) найдем

$$i_1(p)=[(r_ф+2pL)\,I_0-(u_2-u_1)(p)]/[2(r_ф+pL)]. \qquad (3.97)$$

Из (3.80) и (3.81) определим

$$u_2-u_1=U_m[\cos(\omega_{вр}t-\pi/m)-\cos(\omega_{вр}t+\pi/m)]=U_m\sin(\pi/m)\sin\omega_{вр}t. \qquad (3.98)$$

Пользуясь таблицами операторных изображений, получим

$$(u_2-u_1)\doteqdot 2U\left[p\omega_{вр}/\left(p^2+\omega^2_{вр}\right)\right]\sin(\pi/m). \qquad (3.99)$$

Подставив (3.99) в (3.97), найдем

$$i_{1p}=\frac{r_ф I_0}{2(r_ф+pL)}+\frac{pLI_0}{r_ф+pL}-U_m\frac{p\omega_{вр}\sin(\pi/m)}{\left(p^2+\omega^2_{вр}\right)(r_ф+pL)}. \qquad (3.100)$$

Возвращаясь к таблицам операторных изображений, перейдем к оригиналу:

$$i_1=\frac{I_0}{2}+\left[\frac{I_0}{2}-\frac{U_m\sin(\pi/m)}{z_ф}\sin\varphi_ф\right]e^{-\frac{r_ф}{L}t}-\frac{U_m\sin(\pi/m)}{z_ф}\sin(\omega_{вр}t-\varphi_ф), \qquad (3.101)$$

где

$$z_ф=\sqrt{r^2_ф+(\omega_{вр}L)^2}; \qquad (3.102)$$

$$r_ф=\arcsin(\omega_{вр}L/z_ф). \qquad (3.103)$$

Так как

$$U_m\sin(\pi/m)=(\pi/m)\,E_{0\,x.x}, \qquad (3.104)$$

то

$$i_1=\frac{I_0}{2}+\left(\frac{I_0}{2}-\frac{\pi E_{0\,x.x}}{mz_ф}\sin\varphi_ф\right)e^{-\frac{r_ф}{L}t}-\frac{\pi E_{0\,x.x}}{mz_ф}\sin(\lambda-\varphi_ф)=0. \qquad (3.105)$$

Из (3.105) следует, что при $t=0$ ток $i_1=I_0$, а следовательно, ток $i_2=0$.

Когда процесс коммутации фаз будет закончен, т. е. $\omega_{вр}t=\lambda$, ток $i_1=0$. Поэтому при $t=\lambda/\omega_{вр}$ выражение (3.105) должно быть равно нулю, т. е.

$$\frac{I_0}{2}+\left[\frac{I_0}{2}-\frac{\pi E_{0\,x.x}}{mz_ф}\sin\varphi_ф\right]e^{-r_ф\lambda/(\omega_{вр}L)}-\frac{\pi E_{0\,x.x}}{mz_ф}\sin(\lambda-\varphi_ф)=0. \qquad (3.106)$$

Выражение (3.106) связывает угол λ с параметрами генератора и током I_0. Чтобы упростить его решение, можно допустить, что сопротивление фазы $r_ф=0$ и на процесс коммутации не влияет. При этом условии

$$z_ф=\omega_{вр}L;\ \varphi_ф=\pi/2;\ e^{-r_ф\lambda/(\omega_{вр}L)}=0. \qquad (3.107)$$

Выражение (3.106) с учетом (3.107) можно записать в виде

$$I_0-\frac{\pi E_{0\,х.х}}{m\omega_{вр}L}\left[1+\sin\left(\lambda-\frac{\pi}{2}\right)\right]\approx 0 \qquad (3.108)$$

или

$$I_0-\frac{\pi E_{0\,х.х}}{m\omega_{вр}L}(1-\cos\lambda)\approx 0. \qquad (3.109)$$

Из (3.109) получим

$$\cos\lambda=1-m\omega_{вр}LI_0/(\pi E_{0\,х.х}). \qquad (3.110)$$

Подставив (3.110) в (3.84), найдем

$$E_0=E_{0\,х.х}-I_0r_х, \qquad (3.111)$$

где

$$r_х=m\omega_{вр}L/2\pi. \qquad (3.112)$$

С учетом падения напряжения на сопротивлениях $r_ф$ и $R_ф$ уравнение (3.111) будет иметь вид

$$E_0=E_{0\,х.х}-I_0(r_х+r_ф+R_ф). \qquad (3.113)$$

Выражение (3.113) является внешней характеристикой преобразователя при работе его на индуктивную нагрузку.

При холостом ходе

$$I_0=0; \qquad (3.114)$$

$$E_0=E_{0\,х.х}. \qquad (3.115)$$

При коротком замыкании

$$I_0=I_{0\,к.з}=E_{0\,х.х}/(r_х+r_ф+R_ф); \qquad (3.116)$$

$$E_0=0. \qquad (3.117)$$

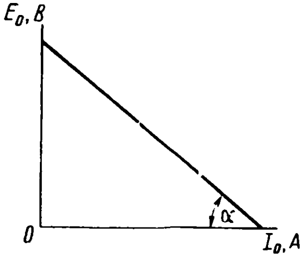

Рис. 3.12. Внешняя характеристика преобразователя

Таким образом, внешняя характеристика преобразователя представляется в виде прямой (рис. 3.12), проходящей через точку холостого хода и точку короткого замыкания.

Угловой коэффициент характеристики

$$\mathrm{tg}\,\alpha=E_{0\,х.х}/I_{0\,к.з}=r_х+r_ф+R_ф. \qquad (3.118)$$

Для построения внешней характеристики в обобщенных координатах выражение (3.113) запишем в виде

$$\xi=1-I_0(r_х+r_ф+R_ф)/E_{0\,х.х}. \qquad (3.119)$$

и

$$(r_х + r_ф + R_ф)/E_{0\,х.х} = 1/I_{0\,к.з}. \tag{3.120}$$

Подставив (3.120) в (3.119), найдем

$$\xi = 1 - I_0/I_{0\,к.з}. \tag{3.121}$$

Обозначив

$$I_0/I_{0\,к.з} = \Psi \tag{3.122}$$

и подставив в (3.121), получим выражение для внешней характеристики в обобщенных координатах:

$$\xi = 1 - \Psi. \tag{3.123}$$

Режиму холостого хода соответствуют значения

$$\Psi = 0 \text{ и } \xi = 1; \tag{3.124}$$

режиму короткого замыкания — значения

$$\Psi = 1 \text{ и } \xi = 0. \tag{3.125}$$

Увеличение тока I_0 вызывает увеличение угла перекрытия λ, который при определенных условиях может перекрыть не две, а три фазы. В этом случае

$$u_{ср} = u_3 \tag{3.126}$$

и угол перекрытия достигает граничного значения

$$\lambda = \lambda_{гр}. \tag{3.127}$$

Подставив в (3.126) выражение (3.82) и выражение

$$u_3 = U\cos(\omega_{вр}t - 3\pi/m), \tag{3.128}$$

получим, что

$$\cos(\pi/m)\cos\lambda_{гр} = \cos(\lambda_{гр} - 3\pi/m), \tag{3.129}$$

откуда

$$\operatorname{tg}\lambda_{гр} = \frac{\sin(\pi/m)\sin(2\pi/m)}{\sin(3\pi/m)}. \tag{3.130}$$

Граничному значению угла перекрытия соответствует граничный ток нагрузки, выражение для которого получим, если в (3.109) подставим $\lambda_{гр}$:

$$I_{0\,гр} = \pi E_{0\,х.х}(1 - \cos\lambda_{гр})/(m\omega_{вр}L). \tag{3.131}$$

При перекрытии более чем двух фаз, т. е. при $\lambda > \lambda_{гр}$, внутреннее сопротивление преобразователя падает и внешняя характеристика становится более пологой.

§ 3.4. ПАРАМЕТРЫ ВЫПРЯМЛЕННОГО ТОКА В НАГРУЗОЧНОЙ ЦЕПИ

Для линейного режима нагрузки нелинейный четырехполюсник может быть представлен потребителем энергии с частотой $\omega_{вр} \neq \omega_0$

и источником энергии с постоянной частотой ω_0 и высшими гармоническими с частотами, кратными ω_0.

Гармонический состав тока в выходной цепи определяется формой выпрямленного тока по высокой частоте, режимом работы транзисторов и параметрами дифференциального трансформатора. Полагая, что коммутация тока транзисторами по низкой частоте не вносит существенных изменений в состав тока, рассмотрим спектральный состав тока в нагрузочной цепи.

В общем виде уравнения мгновенных значений коммутируемых токов в плечах трансформатора имеют следующий вид:

$$i_1 = I_{01} + i_{1\sim}; \tag{3.132}$$

$$i_2 = I_{02} + i_{2\sim}, \tag{3.133}$$

где I_{01}, I_{02} — постоянные, а $i_{1\sim}$, $i_{2\sim}$ — переменные составляющие выпрямленного тока.

Суммарный подмагничивающий ток

$$i_s = i_1 - i_2 = i_{1\sim} + i_{2\sim}. \tag{3.134}$$

Из (3.134) следует, что при полной симметрии в трансформаторе постоянные составляющие должны быть равны, в этом случае суммарное значение тока определяется только суммой переменных составляющих.

Результирующие намагничивающие силы, создающие суммарный магнитный поток в сердечнике трансформатора,

$$aw_s = (w_1/2)\, i_1 - (w_1/2)\, i_2 = (w_1/2)\, i_s. \tag{3.135}$$

Таким образом, в сердечнике трансформатора отсутствует (или сильно подавлена при неполной симметрии) постоянная составляющая магнитного потока. Можно показать, что при симметрии плеч суммарный подмагничивающий ток не содержит четных гармоник. Для этого, приняв входной сигнал чисто гармоническим, т. е.

$$u_{c1} = U_{c0} + U_{cm} \cos \omega t; \tag{3.136}$$

$$u_{c2} = U_{c0} + U_{cm} \cos \omega t, \tag{3.137}$$

представим токи в плечах трансформатора в виде степенных рядов:

$$i = f(u_{c1}) = f(U_{c0} + U_{cm} \cos \omega t) = f(U_{c0}) + f'(U_{c0})\, U_{cm} \cos \omega t + + f'' \frac{U_{c0}}{2!} U_{cm}^2 \cos^2 \omega t + f''' \frac{U_{c0}}{3!} U_{cm}^3 \cos^3 \omega t + \ldots; \tag{3.138}$$

$$i_2 = f(u_{c2}) = f(U_{c0} + U_{cm} \cos \omega t) = f(u_{c0}) - f'(U_{c0})\, U_{cm} \cos \omega t + + f'' \frac{U_{c0}}{2!} U_{cm}^2 \cos^2 \omega t - f''' \frac{U_{c0}}{3!} U_{cm}^3 \cos^3 \omega t + \ldots. \tag{3.139}$$

Суммарный подмагничивающий ток, которому пропорционален магнитный поток и выходное напряжение, не содержит четных гармоник:

$$i_3 = i_1 - i_2 = 2f'(U_{c0})\, U_{cm} \cos \omega t + 2f''' \frac{U_{c0}}{3!} U_{cm}^3 \cos^3 \omega t + \ldots. \tag{3.140}$$

Таким образом, несмотря на значительные нелинейные искажения, имеющиеся в каждом плече, суммарные искажения уменьшаются.

Суммарный подмагничивающий ток является током нагрузки. Из выражения (3.140) следует, что основной составляющей этого тока является первая гармоника. Уравнение первой гармоники тока для рассматриваемого случая с учетом влияния нагрузки может быть представлено в виде

$$I = 2I_0(\theta)\, A \cos\omega_0 t, \tag{3.141}$$

где I_0 — постоянная составляющая выпрямленного импульса при неизменной огибающей; θ — угол отсечки.

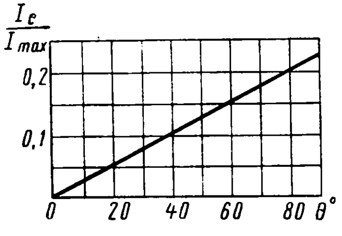

Рис. 3.13. Зависимость $I_0 = f(\theta)$

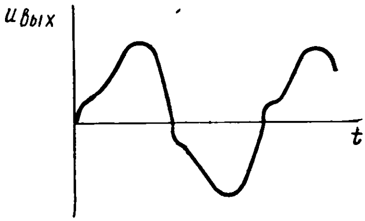

Рис. 3.14. Зависимость $u_{вых} = f(t)$

Коэффициент первой гармоники огибающей кривой, состоящей из синусоидальных импульсов, как известно, равен 0,5 от максимального значения. Следовательно, для выпрямленных импульсов тока с амплитудой A_{max} первая гармоника нагрузочного тока

$$I_1 = A_{max} I_0(\theta). \tag{3.142}$$

Зависимость $I_0 = f(\theta)$ представлена на рис. 3.13.

Трансформатор как элемент схемы преобразователя может вносить в выходное напряжение нелинейные искажения двух видов:

а) вызванные нелинейностью характеристики намагничивания материала магнитопровода;

б) вызванные нестационарными процессами в трансформаторе.

Нелинейность кривой намагничивания увеличивается с ростом индукции в сердечнике. При малых индукциях искажения незначительны и могут быть снижены соответствующим выбором индукции в сердечнике.

Кроме того, искажения связаны с отсечкой тока в первичных обмотках. Вследствие попеременного включения обмоток, работающих часть периода, протекающий через них ток имеет форму отдельных импульсов, которые в половинках обмотки трансформатора создают несинусоидальное падение напряжения на индуктивности рассеяния обмотки. В результате выходное напряжение искажается, приобретая характерную форму (рис. 3.14), и содержит третью и более высокие нечетные гармоники. Кривая зависимости коэффициента нелинейных искажений γ от отношения b индуктивного сопротивления к активному, вычисленная на основании гармонического анализа при решении системы дифференциальных уравнений, приведена на рис. 3.15.

Следовательно, к выходному трансформатору предъявляется требование минимальной индуктивности рассеяния.

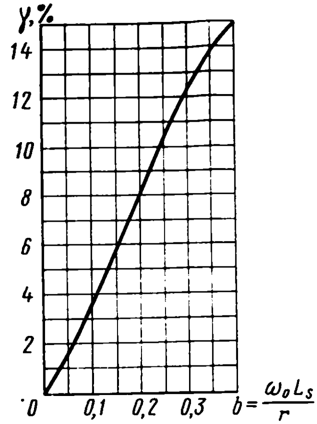

Рис. 3.15. Зависимость $\gamma=f(b)$

Избирательные свойства нагрузочного контура. Нагрузочный контур, эквивалентная схема которого приведена на рис. 3.16, должен обладать достаточной избирательностью при изменении нагрузки и скорости вращения ротора генератора.

Полагая, что $\omega L_{s1} \ll Z_н'$, нагрузочный контур с учетом известных формул приведения можно представить схемой замещения (рис. 3.17).

Полное сопротивление контура в комплексной форме

$$\dot{Z}=(R_1+jX_1)(R_2+jX_2)/(R+jX), \qquad (3.143)$$

где

$$R=R_1+R_2;\; X=X_1+X_2. \qquad (3.144)$$

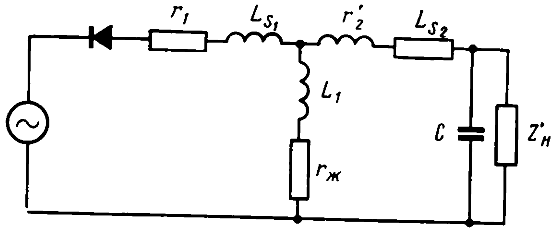

Рис. 3.16. Эквивалентная схема нагрузочного контура

Расстройка контура оказывает влияние на изменение его сопротивления при изменении параметров цепи. При малых расстройках

$$X_1=\omega L=(\omega_0+\Delta\omega_0)L \approx \omega_0 L=\rho; \qquad (3.145)$$

$$X_2=-\frac{1}{\omega C}=-\frac{1}{(\omega_0+\Delta\omega_0)C}\approx-\frac{1}{\omega_0 C}=-\rho, \qquad (3.146)$$

где ρ — характеристическое сопротивление контура.

При этом

$$X=\omega_0 L(1+\delta)-\frac{1}{\omega_0 C}(1-\delta)=2\rho\delta, \qquad (3.147)$$

где

$$\delta = \Delta\omega_0/\omega_0. \tag{3.148}$$

Подставляя значения реактивных сопротивлений в выражение для $\dot{Z}$, получим

$$\dot{Z} = \frac{(R_1 + j\rho)(R_2 - j\rho)}{R + j2\rho\delta} \approx \frac{\rho^2}{R} \cdot \frac{1}{1 + j2Q\delta}. \tag{3.149}$$

Так как $R_1 \ll \rho$ и $R_2 \ll \rho$, то добротность или качество

$$Q = \rho/R. \tag{3.150}$$

Множитель

$$\rho^2/R = R_{\text{к.р}} \tag{3.151}$$

представляет собой резонансное сопротивление контура. Поэтому

$$\dot{Z} = \frac{R_{\text{к.р}}}{1 + j2Q\delta} = \frac{R_{\text{к.р}}}{\sqrt{1 + (2Q\delta)^2}} e^{j\varphi}, \tag{3.152}$$

где

$$\operatorname{tg} \varphi = -2Q\delta. \tag{3.153}$$

На основании выражения (3.149) выделим активную и реактивную части полного сопротивления:

$$\dot{Z} = R_{\text{к}} + jX_{\text{к}}, \tag{3.154}$$

где

$$R_{\text{к}} = R_{\text{к.р}}/[1 + (2Q\delta)^2]; \tag{3.155}$$

$$X_{\text{к}} = -R_{\text{к.р}} 2Q\delta/[1 + (2Q\delta)^2], \tag{3.156}$$

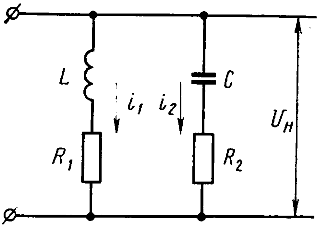

Рис. 3.17. Схема замещения

или с учетом (3.153)

$$R_{\text{к}} = R_{\text{к.р}}/(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi) = R_{\text{к.р}} \cos^2 \varphi; \tag{3.157}$$

$$X_{\text{к}} = R_{\text{к.р}} \operatorname{tg} \varphi \cos^2 \varphi = (R_{\text{к.р}}/2) \sin 2\varphi. \tag{3.158}$$

На рис. 3.18 представлены зависимости фазового угла φ, а также активной $R_{\text{к}}$ и реактивной $X_{\text{к}}$ составляющих полного сопротивления контура от расстройки δ.

Из графика видно, что реактивная составляющая полного сопротивления совпадает по знаку с фазовым углом φ. Она имеет емкостный характер при $\delta > 0$, т. е. на частотах, превосходящих резонансную, и индуктивный характер при $\delta < 0$, т. е. на частотах, меньших резонансной. Наибольшее абсолютное значение реактивная составляющая

$$|X|_{\max} = R_{\text{к.р}}/2 \tag{3.159}$$

принимает при $\varphi = \pm\pi/4$, т. е. при

$$-2Q\delta_{1,2} = \pm 1 \tag{3.160}$$

или

$$\delta_{1,2} = \pm d/2, \tag{3.161}$$

где затухание контура

$$d = 1/Q. \tag{3.162}$$

При этих же расстройках зависимость активной составляющей сопротивления контура от φ, полученная из выражения (3.149), приведена на рис. 3.19.

Чем меньше сопротивление R и выше добротность контура Q, тем больше величина резонансного сопротивления контура и круче зависимость сопротивления контура от расстройки. Вид резонансной характеристики контура указывает на его избирательные свойства. Однако при изменении нагрузки избирательные свойства на-

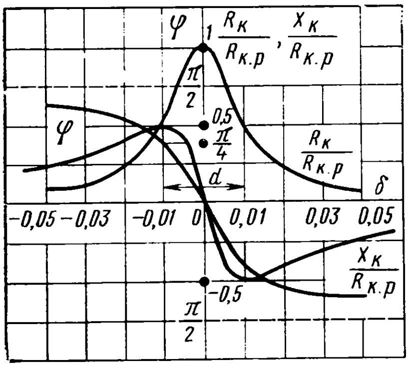

Рис. 3.18. Зависимость фазового угла, а также активной и реактивной составляющих сопротивления от расстройки

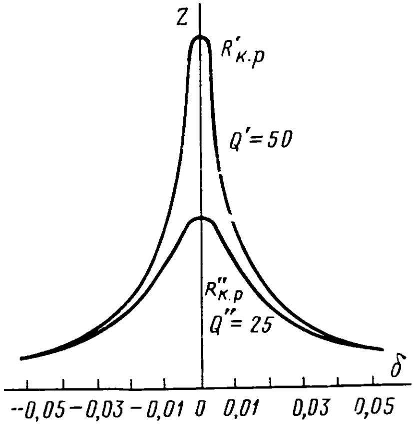

Рис. 3.19. Зависимость $Z = f(\delta)$

рушаются. Это значит, что при изменении нагрузки для обеспечения избирательности контура необходимо изменять емкость фильтра.

В результате коммутационных процессов, происходящих в преобразователе на низкой частоте, выходное напряжение определяется не только первой гармоникой, но и высшими гармоническими, частоты которых кратны основной частоте.

Избирательные свойства нагрузочного контура обеспечивают подавление высших гармоник и, в частности, фильтрацию третьей гармоники.

Фильтрующее действие нагрузки оценивается коэффициентом фильтрации, показывающим отношение коэффициента пульсаций на входе к коэффициенту пульсаций на выходе фильтра:

$$g = \frac{I_1/I_L}{I_1/I_C} = M\left(1 - \frac{1}{k^2}\right) = \frac{k\omega_0 L/(\omega_0 L)}{|Z_н|/|Z_1|} = \frac{k}{(k/M)[1/(1-k^2)]}. \tag{3.163}$$

Из (3.163) видно, что изменение нагрузки влияет на коэффициент фильтрации, а следовательно, и на форму кривой выходного напряжения.

Угол коммутации и его влияние на амплитуду первой гармоники. На амплитуду первой гармоники выходного тока преобразова-

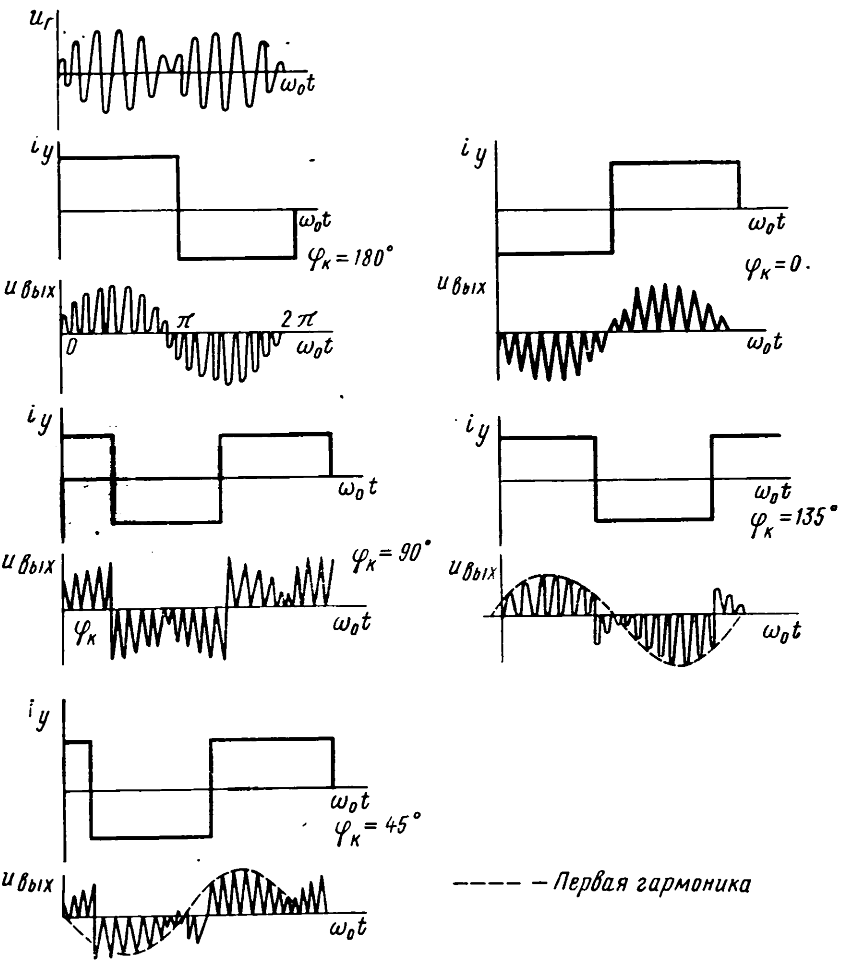

Рис. 3.20. Влияние угла коммутации на форму огибающей

теля существенно влияет угол коммутации $\varphi_к$ (угол между фазой сигнала, управляющего транзисторами, и фазой минимума огибающей модулированного напряжения). Из рис. 3.20 видно, что наибольшее искажение огибающая претерпевает при угле коммутации $\varphi_к = 90°$.

Чтобы проанализировать эту зависимость, вычислим первую гармонику тока, представив огибающую в виде ряда Фурье. При изменении угла $\varphi_к$ от 0 до 180°

$$C_к = \sqrt{A_к^2 + B_к^2}, \tag{3.164}$$

где $A_к$ и $B_к$ — активная и реактивная составляющие амплитуд гармоник.

Для первой гармоники

$$A_1 = f_1(\varphi_к) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\varphi_к} \sin x \sin x dx + \frac{1}{\pi}\int_{\varphi_к}^{\pi} - \sin x \sin x dx =$$

$$= \frac{1}{\pi}\left|\frac{x}{2} - \frac{\sin x \cos x}{2}\right|_0^{\varphi_к} - \frac{1}{\pi}\left|\frac{x}{2} - \sin x \cos x\right|_{\varphi_к}^{\pi} =$$

$$= \frac{1}{\pi}\left(\frac{\varphi_к}{2} - \frac{\sin \varphi_к \cos \varphi_к}{2}\right) - \frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\varphi_к}{2} + \frac{\sin \varphi_к \cos \varphi_к}{2}\right); \tag{3.165}$$

$$B_1 = f_2(\varphi_к) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\varphi_к} \sin x \cos x dx + \frac{1}{\pi}\int_{\varphi_к}^{\pi} - \sin x \cos x dx =$$

$$= \frac{1}{\pi}\left|\frac{\sin 2x}{2}\right|_0^{\varphi_к} - \frac{1}{\pi}\left|\frac{\sin 2x}{2}\right|_{\varphi_к}^{\pi} = \frac{1}{\pi}\cdot\frac{\sin 2\varphi_к}{2} + \frac{1}{\pi}\cdot\frac{\sin 2\varphi_к}{2}. \tag{3.166}$$

Фазовый угол первой гармоники

$$\operatorname{tg} \beta_1 = B_1/A_1. \tag{3.167}$$

Результаты вычислений по формулам (3.164)÷(3.167) приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

$\varphi_к^0$	0	$\pi/4$	$\pi/2$	$3\pi/4$	π
$A_1 = f_1(\varphi_к)$	−0,5	−0,404	0	0,404	0,5
$B_1 = f_2(\varphi_к)$	0	0,156	0,32	0,156	0
$C_1 = f_3(\varphi_к)$	0,5	0,42	0,32	0,42	0,5
$\operatorname{tg}\beta_1$	0	−0,386	0	0,386	0
β_1^0	180	158	90	22	0

Из расчета следует, что первая гармоника выходного тока достигает максимального значения при углах коммутации, равных 0 и 180°, и совпадает по фазе с огибающей модулированного напряжения. Реактивная составляющая в этих случаях равна нулю. При $\varphi_к=90°$ амплитуда первой гармоники достигает наименьшей величины, а ток определяется только реактивной компонентой.

На рис. 3.21 представлена временна́я диаграмма первой гармоники выходного тока.

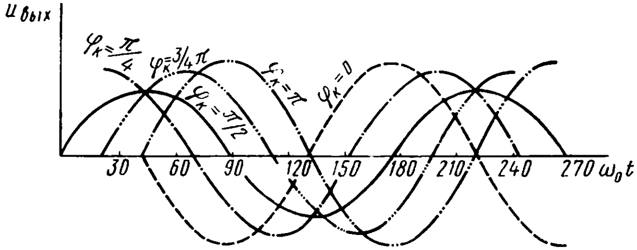

Рис. 3.21. Временна́я диаграмма первой гармоники выходного тока

Анализ работы системы стабильной частоты с преобразователем, выполненным на тиристорах. Рассмотренная ранее схема на транзисторах позволила положительно ответить на вопрос о возможности применения полупроводниковых приборов в схеме стабилизации частоты с модуляцией напряжения в генераторе. Однако трудности создания транзисторных схем на высокое напряжение и большие токи ограничивают применение их для генераторов сравнительно большой мощности.

Разработанные тиристоры позволяют применять их в преобразователях для генераторов большой мощности.

§ 3.5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА КРЕМНИЕВЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕНТИЛЯХ

Преобразователь модулированного напряжения переменной частоты $f_{вр}$ в напряжение постоянной частоты f_0 состоит из силовой части и схемы управления.

Схема силовой части преобразователя напряжения для однофазного варианта в свою очередь состоит из двух управляемых трехфазных мостовых схем, включенных параллельно и навстречу друг другу (рис. 3.22). Мостовые схемы работают поочередно через промежуток времени $T_0/2$. Коммутация (переключение) мостовых схем происходит при вполне определенном угле коммутации $\varphi_к$ по отношению к минимуму огибающей напряжения генератора. Полагая, что $\omega_{вр} \gg \omega_0$, т. е. огибающая высокочастотного напряжения изменяется медленно по сравнению с «заполняющими» импульсами, можно анализировать работу эквивалентной схемы (рис. 3.23) по высокой частоте в течение времени $T_0/2$. В этом случае схему преобразователя модулированного напряжения можно рассматривать как трехфазную неуправляемую схему выпрямления, работающую в течение времени $T_0/2$.

Силовая часть преобразователя напряжения управляется по низкой частоте f_0 прямоугольными управляющими импульсами в соответствии с минимумом огибающей модулированного напряжения. Так как силовая часть преобразователя состоит из двух трехфазных управляемых мостовых схем, то управляющие импульсы одновременно должны открывать первый и закрывать второй мост преобразователя. В зависимости от нагрузки угол коммутации $\varphi_к$ может быть переменным (рис. 3.24). При чисто активной нагрузке $\varphi_к = 0$, при индуктивной $\varphi_к \neq 0$ и зависит от значения фазового угла нагрузки $\varphi_н$. Таким образом, схема управления должна:

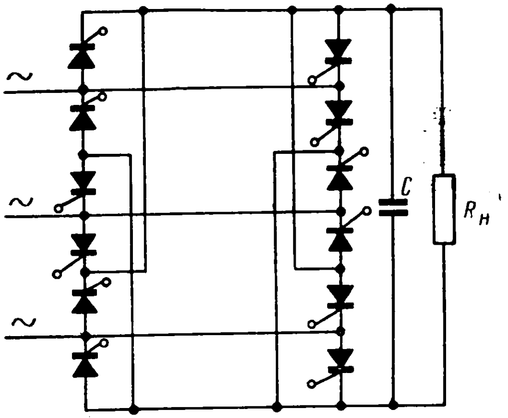

Рис. 3.22. Схема силовой части преобразователя напряжения для однофазного варианта

1) формировать прямоугольные управляющие импульсы тока, частота следования которых равна частоте возбуждения генератора. Величина импульсов должна обеспечить надежное отпирание кремниевых управляемых вентилей (КУВ);

2) поочередно на время $T_0/2$ открывать мосты преобразователя;

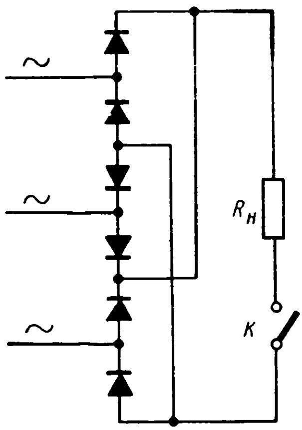

Рис. 3.23. Эквивалентная схема преобразователя

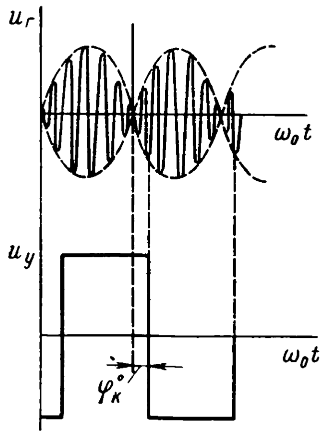

Рис. 3.24. Характеристика угла коммутации

3) при изменении фазового угла нагрузки $\varphi_н$ синхронно изменять фазовый угол коммутации $\varphi_к$.

Так как величина тока управления для данного типа КУВ имеет значительный разброс (от единиц до нескольких десятков миллиампер), то в схеме управления необходимо включить добавочное сопротивление.

§ 3.6. ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ И ЗАЩИТА КУВ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ

Коммутационные процессы, возникающие в вентиле схемы преобразователя модулированного напряжения при переходе от прямого к обратному (запертому) состоянию, вызывают в цепях с индуктивностями перенапряжения. Значительные перенапряжения могут вывести вентили из строя.

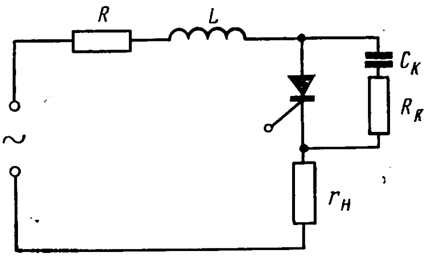

Рис. 3.25. Схема шунтирования диода демпфирующей цепочкой

Возможны несколько схемных вариантов защиты диодов от перенапряжений. Так, например, защита может осуществляться включением неуправляемого диода последовательно с основным управляемым или с несколькими витками индуктивности. Эта же задача может быть решена шунтированием диода демпфирующей цепочкой $R_кC_к$ (рис. 3.25). Включение дополнительно в схему неуправляемых вентилей ведет к увеличению веса и габаритов преобразователя, а также потерь в нем, что является нежелательным; включение в схему реакторов также нежелательно, поскольку в источнике модулированного напряжения приняты меры компенсации синхронной реактивности.

Включение параллельно КУВ демпфирующей цепочки решает задачу защиты диодов преобразователя от перенапряжения при значительно меньших весах и габаритах.

Рассмотрим работу схемы защиты (см. рис. 3.25). При анализе переходных процессов заменим диод емкостью C_d и сопротивлением R_d (рис. 3.26).

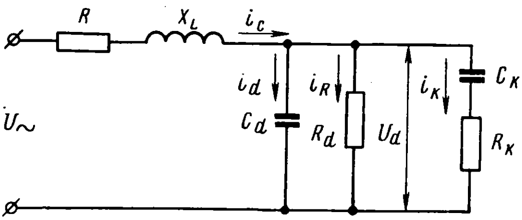

Рис. 3.26. Эквивалентная схема

Из кривой тока (рис. 3.27) видно, что до момента t_0 величина сопротивления R_d мала, им можно пренебречь. Ток $i_C = i_R$. При $t > t_0$ сопротивление $R_d \gg R_н$. Значение емкости $C_к$ выбирается таким, чтобы $C_к \gg C_d$. При этих условиях значением токов i_d и i_R можно пренебречь. Следовательно, ток $i_C = i_к$. Для схемы (см. рис. 3.26) можно записать

$$L \frac{d^2 i_к}{dt^2} + (R + R_к) \frac{di_к}{dt} + \frac{1}{C_к} i_к = \frac{dU}{dt}. \tag{3.168}$$

Проследим изменение напряжения на диоде в зависимости от параметров L, $(R + R_к) = R_C$ и $C_к$ при $t > t_0$. Напряжение на диоде определяется напряжением источника U и напряжением переходного процесса U^*. Практически сопротивление цепи $R_к C_к$ значительно больше сопротивления цепи RL. Поэтому, пренебрегая составляющей тока $i_к$, определяемой источником, можно считать, что ток $i_к$ является переходным током $i_к^*$.

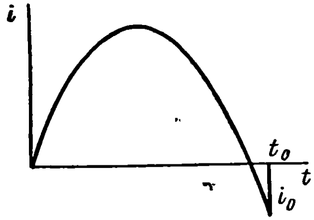

Рис. 3.27. Кривая тока

Найдем ток $i_к^*$, для чего решим уравнение (3.168) без правой части, т. е. при начальных условиях

$$t = t_0; \quad i_к^* = i_0; \quad di_к^*/dt = di_0/dt = i_0'. \tag{3.169}$$

Решение (3.168) имеет вид

$$i_к^* = k_1 e^{\lambda_1 t} + k_2 e^{\lambda_2 t}, \tag{3.170}$$

где

$$\lambda_{1,2} = \left(-R_C \pm \sqrt{R_C^2 - 4L/C_к}\right)/(2L). \tag{3.171}$$

Подставив начальные условия, получим

$$i_0 = k_1 e^{\lambda_1 t_0} + k_2 e^{\lambda_2 t_0}; \tag{3.172}$$

$$i_0' = k_1 \lambda_1 e^{\lambda_1 t_0} + k_2 \lambda_2 e^{\lambda_2 t_0}. \tag{3.173}$$

Определим величины k_1 и k_2 из (3.172) и (3.173):

$$k_1 = \left[(\lambda_2 i_0 - i_0') / (\lambda_2 - \lambda_1)\right] e^{-\lambda_1 t_0}; \tag{3.174}$$

$$k_2 = \left[(\lambda_1 i_0 - i_0') / (\lambda_2 - \lambda_1)\right] e^{-\lambda_2 t_0}. \tag{3.175}$$

Подставив (3.174) и (3.175) в (3.170), найдем

$$i_к^* = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left[(\lambda_1 i_0 - i_0') e^{\lambda_2 (t - t_0)} - (\lambda_2 i_0 - i_0') e^{\lambda_1 (t - t_0)}\right]. \tag{3.176}$$

Переходная составляющая напряжения

$$U_d^* = R_к i_к^* + \frac{1}{C_к}\int_0^t i_к^* dt. \qquad (3.177)$$

Определим значение $R_к$ при заданных величинах L и $C_к$, когда напряжение U_d^* минимально. Оптимальное значение $R_к$ найдем при решении уравнений

$$\partial U_d^* \partial R_к = 0; \qquad (3.178)$$

$$\partial U_d^* / \partial t = 0. \qquad (3.179)$$

Приближенно можно считать, что при $R_к C_к \gg L/R_C$ и $L/R_C \gg t_0$ максимум напряжения $U_d^* = R_к i_0$. С ростом $R_к$ увеличивается и значение U_d^*. Определим значение U_d^* вблизи критического сопротивления $R_{C\,кр}$. Считая, что

$$du_d/dt = 0, \qquad (3.180)$$

подставим (3.176) и (3.177) в (3.180). После преобразования получим

$$\frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2}\left[(\lambda_1 i_0 - i_0')\left(R_к\lambda_2 + \frac{1}{C_к}\right)e^{\lambda_2(t-t_0)} - \lambda_2 i_0' (R_к\lambda_1 + 1/C_к)\, e^{\lambda_1(t-t_0)}\right] = 0. \qquad (3.181)$$

При $R_C = R_{C\,кр}$ получим $\lambda_1 = \lambda_2$. Подставив это значение в (3.181), запишем

$$R_к\lambda_1 + 1/C_к = 0. \qquad (3.182)$$

С учетом (3.171) найдем

$$R_к = R_{C\,кр} = 2L/C_к. \qquad (3.183)$$

Рассмотрим три возможных режима работы схемы:

а) $R \ll R_к$. Пренебрегая значением R, получаем, что $R_C = R_к$ или $R_{к.кр} = R_1$. Учитывая это, из (3.182) находим

$$R_{к.кр} = \sqrt{2}\sqrt{L/C_к}. \qquad (3.184)$$

Положив $\lambda_1 = \lambda_2$, определим

$$R_{C\,кр} \equiv 2R_{к.кр} = 2\sqrt{L/C_к}. \qquad (3.185)$$

Из (3.184) и (3.185) видим, что оптимальное сопротивление $R_к$ при минимальном U_d^* изменяется в диапазоне

$$(\sqrt{2} \div 2)\sqrt{L/C_к};$$

б) $R = R_к$ или $R_C = 2R_к$ и $R_{C\,кр} = 2R_{к.кр}$. Подставив эти значения в (3.183), найдем, что

$$R_{к.кр} = \sqrt{L/C_к}. \qquad (3.186)$$

Из (3.171) следует, что

$$R_{C\,кр} \equiv 2R_{к.кр} = 2\sqrt{L/C_к}.$$

Таким образом, получим тот же результат, что и в предыдущем случае;

в) $R \gg R_к$; в данном случае величиной R можно пренебречь, величины $R = R_C$ и $R_к$ не влияют на значение U_d^*.

§ 3.7. АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЙ СПЕКТР НАПРЯЖЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В основе принципа действия преобразователя заложен процесс коммутации мостов по частоте возбуждения при минимуме огибающей модулированного напряжения. Это условие является обязательным при чисто активной нагрузке (при фазовом угле нагрузки $\varphi_н = 0$).

В рассматриваемом случае выходное напряжение преобразователя будет определяться в основном первой гармоникой. Однако, при комплексной нагрузке (при $\varphi_н \neq 0$) необходимо изменять фазовый угол коммутации $\varphi_к$. Как показали эксперименты, угол $\varphi_к$ необходимо увеличивать при увеличении угла $\varphi_н$. Нарушение этого условия ведет к появлению в выходном напряжении преобразователя гармонических компонент, кратных частоте коммутации f_0. Таким образом, для получения минимального коэффициента нелинейных искажений γ в преобразователе необходима синхронизация угла $\varphi_к$ в соответствии с изменением $\varphi_н$. Поскольку угол $\varphi_к$ является определяющим параметром частотного спектра выходного напряжения преобразователя, то представляется существенным определить закон изменения $\gamma = f(\varphi_к)$.

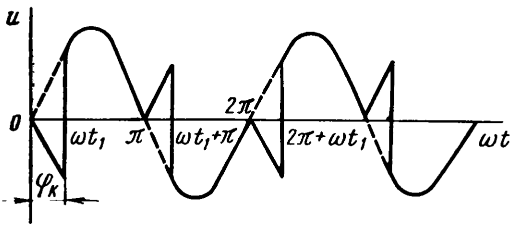

Рис. 3.28. Изменение коэффициента нелинейных искажений при изменении угла

Заменим схему преобразователя, выполненную на КУВ, двумя неуправляемыми схемами (см. рис. 3.23), коммутация которых производится ключами. Допуская, что $f_{вр} \gg f_0$, можно считать, что в течение времени $T_0 = 1/2f_0$ коммутируются синусоидальные импульсы. При этом допущении не учитывается влияние на коммутационные процессы высших гармонических, кратных частоте пульсации $f_п = mf_{вр}$. Следовательно, при изменении угла $\varphi_к$ (рис. 3.28) выходное напряжение будет отличаться гармоническими компонентами, кратными f_0, и поэтому будет изменяться коэффициент нелинейных искажений γ.

Чтобы проанализировать коммутационные процессы при изменении $\varphi_к$, разложим кривую напряжения в тригонометрический ряд Фурье и определим амплитудно-частотный спектр. Поскольку кривая симметрична относительно оси абсцисс, т. е. $f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$, то в этом случае ряд не содержит постоянной составляющей и четных гармоник и имеет вид

$$f(\omega t)=\sum_{k=0}^{k=4} C_{2k+1} \sin[(2k+1)\omega t+\psi_{2k+1}], \tag{3.187}$$

где

$$C_{2k+1}=\sqrt{A_{2k+1}^2+B_{2k+1}^2}; \tag{3.188}$$

$$\operatorname{tg}\psi=A_{2k+1}/B_{2k+1}. \tag{3.189}$$

Коэффициенты ряда вычисляются по формулам:

$$A_{2k+1}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(x)\cos(2k+1)x dx; \tag{3.190}$$

$$B_{2k+1}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(x)\sin(2k+1)x dx. \tag{3.191}$$

При разложении кривой в тригонометрический ряд ограничимся 9-й гармоникой. Это соответствует значениям $k=0$; 1; 2; 3; 4. Полагая, что $\omega t=x=\varphi_{\text{к}}$ и $\omega t_1=x_1=\varphi_{\text{к}1}$, проведем расчет для $\varphi_{\text{к}1}=x_1=0$; 2; 4; 6 и 10. Выведем расчетные формулы. Коэффициент

$$A_{2k+1}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(x)\cos(2k+1)x dx=$$

$$=\frac{2}{\pi}\left[\int_0^{x_1}-U_m\sin x\cos(2k+1)x dx+\int_{x_1}^{\pi}U_m\sin x\cos(2k+1)x dx\right]. \tag{3.192}$$

Для краткости записи представим (3.192) следующим образом:

$$A_{2k+1}=(2/\pi)U_m[N+M]. \tag{3.193}$$

Преобразуем каждую из составляющих выражения (3.193). Составляющая

$$N=\int_x^0 \sin x\cos(2k+1)x dx. \tag{3.194}$$

Произведение синуса на косинус представим в виде суммы синусов:

$$\sin x\cos\beta=[\sin(\alpha-\beta)+\sin(\alpha+\beta)]/2. \tag{3.195}$$

Тогда

$$N=\frac{1}{2}\left[\int_{x_1}^0 \sin(1-2k-1)x\sin(2k+2)x dx\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left[\int_{x_1}^0 -\sin 2kx dx+\int_{x_1}^0 \sin(2k+2)x dx\right]. \tag{3.196}$$

Вычислим интегралы, при этом

$$N=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{2}\cos 2kx\Big|_{x_1}^{0}-\frac{1}{2(k+1)}\cos 2(k+1)x\Big|_{x_1}^{0}\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left\{\frac{1}{2k}(1-\cos 2kx_1)-\frac{1}{2(k+1)}[1-\cos(2k+1)x_1]\right\}. \quad (3.197)$$

Составляющая

$$M=\frac{1}{2}\left[\int_{x_1}^{\pi}-\sin 2kxdx+\int_{x_1}^{\pi}\sin(2k+2)xdx\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{2k}\cos 2kx\Big|_{x_1}^{\pi}-\frac{1}{2(k+1)}\cos 2(k+1)x\Big|_{x_1}^{\pi}\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left\{\frac{1}{2k}(1-\cos 2kx_1)-\frac{1}{2(k+1)}[1-\cos 2(k+1)x]\right\}. \quad (3.198)$$

Подставив (3.197) и (3.198) в (3.193), получим расчетную формулу коэффициента

$$A_{2k+1}=\frac{2}{\pi}U_m\left\{\frac{1}{2k}(1-\cos kx_1)-\frac{1}{2(k+1)}[1-\cos(k+1)x]\right\}=$$

$$=\frac{U_m}{\pi}\left\{\frac{1}{k}(1-\cos 2kx_1)-\frac{1}{k+1}[1-\cos 2(k-1)x_1]\right\}. \quad (3.199)$$

Соответственно коэффициент

$$B_{2k+1}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}f(x)\sin(2k+1)xdx=$$

$$=\frac{2}{\pi}U_m\left[\int_0^{x_1}-\sin x\sin(2k+1)xdx\int_{x_1}^{\pi}\sin x\sin(2k+1)xdx\right]=$$

$$=\frac{2U_m}{\pi}(N'+M'). \quad (3.200)$$

Определим каждую из составляющих суммы в выражении (3.200), для чего заменим произведение синусов на разность косинусов:

$$\sin\alpha\sin\beta=\frac{1}{2}[\cos(\alpha-\beta)-\cos(\alpha+\beta)]. \quad (3.201)$$

Тогда составляющие N' и M' примут вид

$$N'=\frac{1}{2}\left[\int_{x}^{0}\cos 2kxdx-\int_{x_1}^{0}\cos 2(k+1)xdx\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{2k}\sin 2kx\Big|_{x_1}^{0}-\frac{1}{2(k+1)}\sin 2(k+1)\Big|_{x_1}^{0}\right]=$$

$$= \frac{1}{2}\left[-\frac{1}{2k}\sin 2kx_1 + \frac{1}{2(k+1)}\sin 2(k+1)x_1\right]; \qquad (3.202)$$

$$M' = \frac{1}{2}\left[\int\limits_{x_1}^{\pi}\cos 2kxdx - \int\limits_{x_1}^{\pi}\cos 2(k+1)xdx\right] =$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{1}{2k}\sin 2kx\Big|_{x_1}^{\pi} - \frac{1}{2(k+1)}\sin 2(k+1)\Big|_{x_1}^{\pi}\right] =$$

$$= \frac{1}{2}\left[-\frac{1}{2}\sin 2kx_1 - \frac{1}{2(k+1)}\sin 2(k+1)x_1\right]. \qquad (3.203)$$

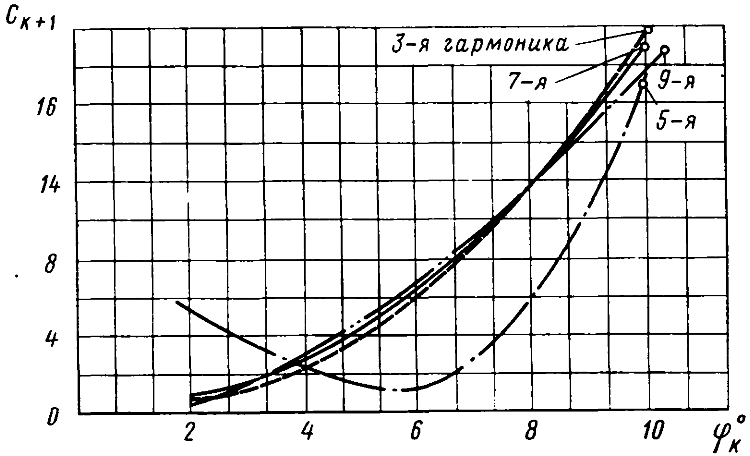

Рис. 3.29. График изменения амплитуд

Подставив (3.202) и (3.203) в (3.200), получим расчетную формулу коэффициента

$$B_{2k+1} = \frac{U_m}{\pi}\left[\frac{1}{k}\sin 2kx - \frac{1}{k}\sin 2(k+1)x_1\right]. \qquad (3.204)$$

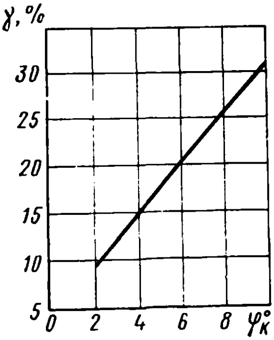

Рис. 3.30. График коэффициента нелинейных искажений

По данным расчета построены кривые изменения коэффициентов амплитуд $C_{k+1} = U_m/(U_{mk}+1)$ в зависимости от угла φ_k (рис. 3.29) при $k=1$; 2; 3; 4. Из графика видно, что с увеличением угла φ_k нечетные гармоники растут. Пятая гармоника имеет минимум при $\varphi_k = 6°$.

На рис. 3.30 приведен график коэффициента нелинейных искажений $\gamma = f(\varphi_k)$, из которого видно, что с увеличением угла φ_k коэффициент нелинейных искажений γ увеличивается по закону, близкому к линейному.

Глава 4

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ИСТОЧНИКА МОДУЛИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

§ 4.1. НЕКОТОРЫЕ ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ГЕНЕРАТОРУ-МОДУЛЯТОРУ

Генератор-модулятор должен обеспечивать питание схемы модулированным напряжением. При расчете генератора необходимо задать его мощность, напряжение, частоту и число фаз.

При задании мощности генератора надо учитывать специфические условия работы в схеме стабилизации частоты. Основной особенностью этого режима является то, что мощность, отдаваемая генератором, пульсирует с частотой ω_0. Поэтому средняя мощность, развиваемая генератором за период низкой частоты, всегда меньше его предельной мощности.

Проведем некоторые расчеты, полагая для простоты, что отношение частот $\omega_{вр}/\omega_0$ очень велико, и изменением огибающей модулированного напряжения в течение нескольких периодов несущей частоты можно пренебречь. Пусть в момент максимума огибающей генератор развивает предельное напряжение $U_г = U_{г.пред}$ и отдает в нагрузку предельный ток $I_г = I_{г.пред}$. При этом генератор развивает свою предельную мощность. Для однофазного генератора

$$P_{г.пред} = U_{г.пред} I_{г.пред}. \tag{4.1}$$

За период низкой частоты ω_0 действующие значения напряжения и тока генератора будут изменяться по закону

$$U_г = U_{г.пред} \sin(\omega_0 t + \varphi_2); \tag{4.2}$$

$$I_г = I_{г.пред} \sin(\omega_0 t + \varphi_2). \tag{4.3}$$

При этом мощность, отдаваемая генератором в нагрузку,

$$P_г = P_{г.пред} \sin^2(\omega_0 t + \varphi_2). \tag{4.4}$$

Мощность на нагрузке

$$P_н = P_г \eta_к, \tag{4.5}$$

где $\eta_к$ — к.п.д. коммутатора.

Средняя и средняя предельная мощность на нагрузке за период низкой частоты ω_0

$$P_{н.ср} = \frac{1}{T_2} \int_0^{T_2} P_н dt; \tag{4.6}$$

$$P_{\text{н.ср.пред}}=\eta_{\text{к}}\frac{1}{T_2}\int\limits_0^{T_2} P_{\text{г.пред}}\sin^2(\omega_0 t+\varphi_2)=\eta_{\text{к}}\frac{1}{2}P_{\text{г.пред}}. \tag{4.7}$$

Таким образом,

$$P_{\text{г.пред}}=2P_{\text{н.ср.пред}}/\eta_{\text{к}}. \tag{4.8}$$

Если бы генератор работал при возбуждении постоянным током, то его предельная мощность

$$P_{\text{г.пред}}=P_{\text{н.ср.пред}}/\eta_{\text{к}}. \tag{4.9}$$

Следовательно, при возбуждении переменным током в режиме модулятора генератор должен иметь удвоенную предельную мощность. Однако необходимо учитывать и то обстоятельство, что действующие значения токов в обмотках в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем соответствующие величины в момент максимума модуляции, когда генератор отдает свою предельную мощность. Поэтому габариты и вес генератора возрастают лишь в $\sqrt{2}$ раз.

Все сказанное в полной мере относится и к трансформаторам, работающим при питании модулированным напряжением.

Напряжение генератора определяется в основном возможностями коммутирующих органов. Оптимальным представляется вариант, когда предельно допустимые напряжения и токи коммутирующих органов позволяют работать непосредственно на нагрузку без трансформатора. В этом случае

$$U_{\text{г.пред}}=k_{\text{в1}}\left(\sqrt{2}\,U_{\text{н}}+\Delta U_{\text{к}\max}\right), \tag{4.10}$$

где $k_{\text{в1}}$ — коэффициент, характеризующий схему выпрямления; $\Delta U_{\text{к}\max}$ — падение напряжения на коммутаторе при максимальном токе нагрузки.

Если для согласования предельных напряжений коммутирующих органов и требуемого напряжения нагрузки приходится применять трансформатор, то напряжение генератора

$$U_{\text{г.пред}}=k_{\text{в2}}kU_{\text{к.доп}}, \tag{4.11}$$

где $k_{\text{в2}}$ — коэффициент, характеризующий схему выпрямления; k — коэффициент, учитывающий запас по предельно допустимому напряжению коммутирующих органов на случай возможных повышений напряжения при изменении скорости вращения и нагрузки; $U_{\text{к.доп}}$ — предельно допустимое напряжение на коммутирующем органе.

Введение дополнительного согласующего трансформатора между генератором и коммутатором нежелательно, так как увеличиваются вес и габариты системы, и может быть допущено лишь в том случае, когда невозможно выполнить обмотку генератора на напряжение, вычисленное по формуле (4.11).

Частота генератора должна определяться с учетом следующих факторов.

1. Для получения малых искажений выходного напряжения схемы желательно увеличивать несущую частоту.

Как уже указывалось ранее, часть искажений на выходе схемы обусловлена отклонениями огибающей модулированного напряжения от синусоидальной формы. Эти отклонения возникают, с одной стороны, из-за нелинейности магнитной системы, с другой стороны, из-за конечного значения отношения $\omega_{вр}/\omega_0$.

Для получения синусоидальной огибающей генератор должен иметь на выходе спектр частот, состоящий из двух гармоник одинаковой амплитуды с частотами $(\omega_{вр}+\omega_0)$ и $(\omega_{вр}-\omega_0)$. Напряжения требуемых частот получаются в генераторе следующим образом. Пульсирующий поток обмотки возбуждения Φ_0 может быть представлен в виде двух потоков $\Phi_{0\,пр}$ и $\Phi_{0\,обр}$, вращающихся относительно ротора в противоположные стороны со скоростью ω_0/P. Величина каждого из них равна половине амплитуды пульсирующего потока:

$$\Phi_{0\,пр}=\Phi_{0\,обр}=\Phi_{0\,max}/2. \tag{4.12}$$

Так как ротор вращается относительно статора со скоростью $\omega_{вр}/P$, то скорости вращения потоков $\Phi_{0\,пр}$ и $\Phi_{0\,обр}$ относительно статора составляют соответственно $(\omega_{вр}+\omega_0)/P$ и $(\omega_{вр}-\omega_0)/P$. Оба вращающихся поля наводят в обмотке якоря соответствующие электродвигающие силы $E_{пр}$ и $E_{обр}$:

$$E_{кр}=4{,}44 f_{пр} w k_w \Phi_{0пр}; \tag{4.13}$$

$$E_{обр}=4{,}44 f_{обр} w k_w \Phi_{0\,бр}; \tag{4.14}$$

Здесь

$$f_{пр}=2\pi\,(\omega_{вр}+\omega_0); \tag{4.15}$$

$$f_{обр}=2\pi\,(\omega_{вр}-\omega_0). \tag{4.16}$$

Отношение электродвижущих сил

$$E_{пр}/E_{обр}=(\omega_{вр}+\omega_0)/(\omega_{вр}-\omega_0). \tag{4.17}$$

Таким образом, на выходе генератора получаются гармоники требуемых частот, но неодинаковой амплитуды. Отношение амплитуд будет стремиться к единице лишь при

$$\omega_{вр}/\omega_0\to\infty, \tag{4.18}$$

На огибающей э.д.с. генератора это скажется следующим образом. В идеальном случае огибающая описывается выражением

$$U_{г\max}=U_{г0}\,|\sin\omega_0 t\,|, \tag{4.19}$$

где $U_{г\,0}$ — максимальное значение напряжения генератора в момент максимума модуляции.

В реальном случае э.д.с. генератора состоит из двух гармоник:

$$\left.\begin{aligned} e_{пр} &= (\omega_{вр} + \omega_0)wk_w\Phi_{0пр}\sin(\omega_{вр} + \omega_0)t; \\ e_{обр} &= (\omega_{вр} - \omega_0)wk_w\Phi_{0обр}\sin(\omega_{вр} - \omega_0)t. \end{aligned}\right\} \tag{4.20}$$

Примем, что

$$wk_w\Phi_{0пр} = wk_w\Phi_{0обр} = A.$$

Тогда э.д.с. генератора

$$= e_{пр} + e_{обр} = A(\omega_{вр} + \omega_0)\sin(\omega_{вр} + \omega_0)t + A(\omega_{вр} - \omega_0)\sin(\omega_{вр} - \omega_0)t =$$

$$= A(\omega_{вр}\sin\omega_{вр}t\cdot\cos\omega_0 t + \omega_{вр}\cos\omega_{вр}t\cdot\sin\omega_0 t + \omega_0\sin\omega_{вр}t\cdot\cos\omega_0 t +$$

$$+ \omega_0\cos\omega_{вр}t\cdot\sin\omega_0 t + \omega_{вр}\sin\omega_{вр}t\cdot\cos\omega_0 t - \omega_{вр}\cos\omega_{вр}t\cdot\sin\omega_0 t -$$

$$- \omega_0\sin\omega_{вр}t\cdot\cos\omega_0 t + \omega_0\cos\omega_{вр}t\cdot\sin\omega_0 t) = 2A(\omega_{вр}\sin\omega_{вр}t\cdot\cos\omega_0 t +$$

$$+ \omega_0\cos\omega_{вр}t\cdot\sin\omega_0 t) = 2A\sqrt{\omega_{вр}^2\cos^2\omega_0 t + \omega_0^2\sin^2\omega_0 t}\,\times$$

$$\times \sin\omega_{вр}t + \operatorname{arctg}[\omega_0\sin\omega_0 t/(\omega_{вр}\cos\omega_0 t)]. \tag{4.21}$$

Это выражение описывает колебания, промодулированные по фазе, на что указывает слагаемое $\operatorname{arctg}[\omega_0\sin\omega_0 t/(\omega_{вр}\cos\omega_0 t)]$ в аргументе, и по амплитуде, на что указывает сомножитель $\sqrt{\omega_{вр}^2\cos^2\omega_0 t + \omega_0^2\sin^2\omega_0 t}$. Этот сомножитель и определяет форму огибающей напряжения.

Минимум выражения (4.21), равный $2A\omega_0$, достигается в момент, когда $\cos\omega_0 t = 0$, а $\sin\omega_0 t = 1$.

Максимум, равный $2A\omega_{вр}$, достигается, когда $\cos\omega_0 t = 1$, а $\sin\omega_0 t = 0$.

Отличие огибающей от синусоиды, с одной стороны, вызывает дополнительные искажения выходного напряжения схемы, с другой, — ухудшает условия работы коммутирующих органов. Огибающая более близка к синусоиде при увеличении отношения $\omega_{вр}/\omega_0$.

Для количественной оценки дополнительных искажений, получающихся за счет конечного значения отношения $\omega_{вр}/\omega_0$, проведем некоторые вычисления. Подсчитаем коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения, получающийся в случае, когда коммутатор работает на чисто активную нагрузку. Искажения, возникающие из-за наличия реактивных элементов в схеме, отсутствуют, и коммутация происходит мгновенно, точно в момент прохождения огибающей напряжения через минимум. Пульсациями выпрямителя пренебрегаем. Форма напряжения на нагрузке для этого случая показана на рис. 4.1.

Чтобы вычислить коэффициент нелинейных искажений

$$K = \sqrt{U_{эф}^2 - U_{1эф}^2}/U_{1эф}, \tag{4.22}$$

необходимо знать действующее значение напряжения $U_{эф}$ и действующее значение первой гармоники $U_{1\,эф}$. Действующее значение напряжения

$$U_{эф}=\sqrt{\frac{1}{T}\int\limits_0^T u^2(t)\,dt}. \tag{4.23}$$

Положим, что напряжение на нагрузке $U_н$ имеет форму огибающей напряжения генератора:

$$U=2A\sqrt{(\omega_1^2\cos^2\omega_2 t+\omega_2^2\sin^2\omega_2 t)}\cdot(-1)^a. \tag{4.24}$$

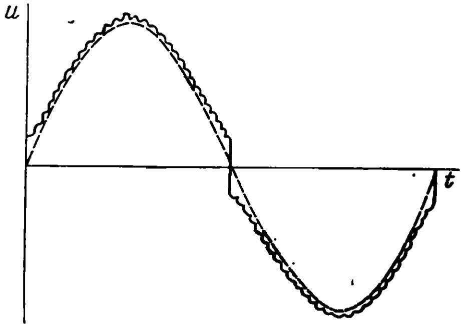

Рис. 4.1. Форма напряжения на нагрузке при отсутствии коммутационных искажений

Тогда $a=0$ при $0<t<T/2$;
$a=1$ при $T/2<t<T$.

Учитывая симметрию этой кривой относительно точки $T/2$ и заменяя $\int\limits_0^T u^2(t)\,dt$ на $2\int\limits_0^{T/2} u^2(t)\,dt$, получим

$$U_{эф}=2A\sqrt{\frac{2}{T}\int\limits_0^{T/2}(\omega_{вр}^2\cos^2\omega_0 t+\omega_0^2\sin^2\omega_0 t)\,dt}=$$

$$=2A\sqrt{\frac{2}{T}\omega_{вр}^2\int\limits_0^{T/2}\cos^2\omega_0 t\,dt+\frac{2}{T}\omega_0^2\int\limits_0^{T/2}\sin^2\omega_0 t\,dt}=$$

$$=2A\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2}{2}+\frac{\omega_0^2}{2}}=\frac{\omega_{вр}}{\sqrt{2}}2A\sqrt{1+\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2}. \tag{4.25}$$

Действующее значение первой гармоники

$$U_{1эф}=\frac{\sqrt{2}}{T}\int\limits_0^T u(t)\cos\omega_0 t\,dt. \tag{4.26}$$

Подставляя $u(t)$ и заменяя (в силу симметрии) $\int\limits_0^T u(t)\cos\omega_0 t\,dt$ на $4\int\limits_0^{T/4} u(t)\cos\omega_0 t\,dt$, получим

$$U_{1эф}=\frac{4\sqrt{2}}{T}2A\int\limits_0^{T/4}\sqrt{\omega_{вр}^2\cos^2\omega_0 t+\omega_0^2\sin^2\omega_0 t}\,\cos\omega_0 t\,dt. \tag{4.27}$$

Подынтегральное выражение приведем к виду

$$\sqrt{\omega_{вр}^2+(\omega_0^2-\omega_{вр}^2)\sin^2\omega_0 t}\,\cos\omega_0 t=$$

$$=\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}{\omega_0}}\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2}{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}-\sin^2\omega_0 t}\,\frac{d}{dt}\sin\omega_0 t. \tag{4.28}$$

Делая подстановку $y=\sin\omega_0 t$, получим

$$U_{1эф}=\frac{4\sqrt{2}\cdot 2A\sqrt{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}}{T\omega_0}\int\limits_0^1\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2}{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}-y^2}\,dy. \tag{4.29}$$

Учитывая, что $\int\limits_0^1\sqrt{a^2-x^2}\,dx=\frac{x}{2}\sqrt{a^2-x^2}+\frac{a^2}{2}\arcsin\frac{x}{a}$, найдем

$$U_{1эф}=\frac{2\sqrt{2}\cdot 2A\sqrt{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}}{2\pi}\times$$

$$\times\left(y\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2}{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}-y}+\frac{\omega_{вр}^2}{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}\arcsin\frac{y}{\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2}{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}}}\right)=$$

$$=\frac{2A\sqrt{2}\,\omega_{вр}}{\pi}\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}+\frac{\omega_{вр}}{\sqrt{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}}\arcsin\sqrt{\frac{\omega_{вр}^2-\omega_0^2}{\omega_{вр}^2}}\right). \tag{4.30}$$

Подставим полученные значения $U_{эф}$ и $U_{1\,эф}$ в выражение для k:

$$K=\frac{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2-\frac{4}{\pi^2}\left[\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}+\frac{1}{\sqrt{1-(\omega_0/\omega_{вр})^2}}\arcsin\sqrt{1-\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2}\right]}}{\frac{2}{\pi}\left[\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}+\frac{1}{\sqrt{1+(\omega_0/\omega_{вр})^2}}\arcsin\sqrt{1-\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2}\right]}. \tag{4.31}$$

Величина K полностью определяется отношением $\omega_0/\omega_{вр}$. Зависимость $K=f(\omega_{вр}/\omega_0)$ представлена на рис. 4.2, из которого видно, что уже при соотношении частот $\omega_{вр}/\omega_0=7{,}5$ искажения составляют 4,75%.

2. Трансформация мощности происходит из обмотки возбуждения в цепь якоря. Ранее было показано, что отношение мощности P_0, получаемой нагрузкой от источника возбуждения, к мощности $P_{вр}$, получаемой от двигателя,

$$P_0/P_{вр}=(\omega_0/\omega_{вр})^2.$$

При $\omega_{вр}/\omega_0=7{,}5$ мощность, отбираемая от возбудителя, составляет 1,75% от всей мощности нагрузки. Уже при мощности нагрузки, равной 10 кВт, мощность, получаемая от возбудителя, составляет около 175 Вт. Таким образом, уменьшение отношения $\omega_{вр}/\omega_0$ ведет к чрезмерному увеличению мощности переменного тока постоянной частоты, потребной для управления системой.

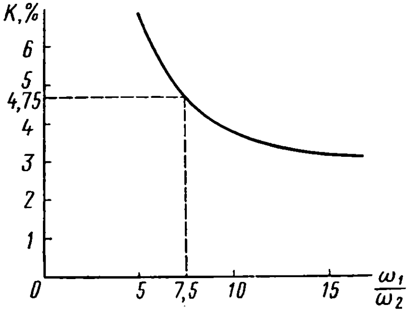

Рис. 4.2. Зависимость коэффициента искажений от соотношения частот

3. Увеличение частоты генератора позволяет сдвинуть спектр искажений, обусловленных пульсацией выпрямленного напряжения, в область более высоких частот, что облегчает фильтрацию. При многофазном выпрямлении этот вопрос решается легко. Уже при отношении $\omega_{вр}/\omega_0=7{,}5$ в трехфазной мостовой схеме выпрямления отношение частоты первой гармоники пульсаций $\omega_{п.вр}$ к частоте ω_0 равно 45. Учитывая, что пульсации при этом составляют около 5%, можно отфильтровать их.

Все эти факторы, с одной стороны, требуют увеличения частоты $\omega_{вр}$. Но, с другой стороны, при очень большой частоте резко падает к.п.д. выпрямителя, увеличиваются потери в стали и в меди.

Важное значение имеет вопрос выбора количества фаз генератора. Фазность генератора определяет, во-первых, величину и спектр искажений, вносимых пульсацией выпрямленного напряжения. Во-вторых, при многофазном выпрямлении значительно лучше используются предельные возможности коммутирующих органов.

В табл. 4.1 приведены значения коэффициента пульсаций K, отношения частоты первой гармоники пульсаций $\omega_{п.вр}$ к частоте $\omega_{вр}$ и отношения максимального напряжения U_{max} на выходе выпрямителя к среднему напряжению $U_{ср}$ для одно- и трехфазной мостовых схем выпрямления.

Таблица 4.1

Характеристика схемы	K, %	$\frac{\omega_{п.вр}}{\omega_{вр}}$	$\frac{U_{ср}}{U_{max}}$
Однофазная схема	48	2	1,59
Трехфазная схема	5	6	1,06

Из таблицы следует, что трехфазная схема дает значительно меньший коэффициент пульсаций при трехкратной частоте первой гармоники, а максимальное напряжение, действующее на коммутирующие органы, при одном и том же среднем напряжении в 1,5 раза меньше, чем в однофазной схеме. Следует отметить, что дальнейшее увеличение числа фаз почти не улучшает коэффициент пульсаций и отношение $U_{ср}/U_{max}$. Напротив, режим работы выпрямительных элементов становится импульсным, к.п.д. их падает, усиливаются пульсации, возникающие за счет коммутаций в индуктивностях генератора, увеличивается габаритная мощность генератора и усложняется его конструкция. Поэтому следует считать наилучшим использование трехфазного генератора.

§ 4.2. РАСЧЕТ ИНДУКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

Рассмотрим наиболее тяжелый режим работы применительно к авиационным генераторам, когда на выходе требуется получить частоту 400 Гц, при этом скорость вращения приводного двигателя должна изменяться в 2,5 раза.

I. Исходные данные

Мощность $P=10$ кВт при $\cos\varphi=1$; напряжение фазы $U_ф=360$ В; частота максимальная $f_{max}=7500$ Гц; минимальная $f_{min}=3000$ Гц; число фаз $m=3$; частота возбуждения $f_в=400$ Гц; напряжение возбуждения $U_в=115$ В.

II. Выбор типа и основных размеров генератора

При рассмотрении возможных вариантов исполнения генератора с подобными параметрами расчетным путем было доказано, что единственно рациональным вариантом исполнения генератора является индукторный разноименнополюсный генератор.

Сделаем ориентировочный расчет генератора, развертка активной зоны которого приведена на рис. 4.3. Принимаем: число зубцов ротора $z_2=30$; линейную скорость ротора $V_л=100$ м/с.

Максимальная скорость вращения ротора

$$n=60 f_{max}/z_2=60\cdot 7500/30=15\,000 \text{ об/мин}.$$

При этом угловая скорость вращения $\omega=1560$ рад/с.

Внешний диаметр ротора определяем из условий максимальной окружной скорости:

$$D_{i2} = 2V_л/\omega = 2\cdot 100/1560 = 0,128 \text{ м}.$$

Принимаем диаметр якоря $D_{i1}=13$ см$=0,13$ м; ширину зубца ротора $b_{z2}= 0,57$ см$=0,57\cdot 10^{-2}$ м. Задаемся линейной нагрузкой $A=130$ А/см$=1,3\cdot 10^4$ А/м.

Ток фазы для заданной мощности

$$I_ф = P/(3U_ф) = 10\cdot 10^3/(3\cdot 360) = 9,25 \text{А}.$$

Число проводников якоря

$$N = A\pi D_{i1}/I_ф = 1,30\cdot 10^4\cdot 3,14\cdot 13\cdot 10^{-2}/9,25 = 575.$$

Число витков в фазе

$$w = N/(2m) = 575/(2\cdot 3) \approx 96.$$

Задаемся магнитной индукцией в зубцах $B_{ср}=0,9$ Тл.

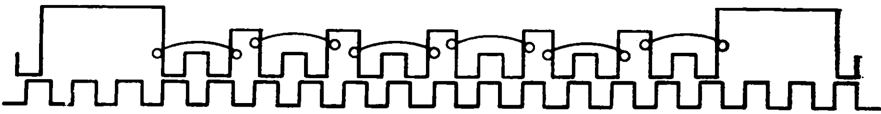

Рис. 4.3. Развертка трехфазного индукторного генератора обычного типа

Магнитный поток на двойное полюсное деление

$$\Phi = \Phi_{2\tau} = \sqrt{2} K_{ис} K_E U_ф/(4,44 f_{min} w) = \sqrt{2}\cdot 1,46\cdot 1,4\cdot 360/(4,44\cdot 3000\cdot 96) =$$

$$= 0,82\cdot 10^{-3} \text{ Вб},$$

где $K_{ис}=1,46$ — коэффициент использования потока индукторного генератора; $K_E=E/U_ф=1,4$ — коэффициент, учитывающий падение напряжения генератора.

Длина пакета сердечника

$$l_п = \Phi/(2\tau B) = 0,82\cdot 10^{-3}/(2\cdot 0,67\cdot 10^{-2}\cdot 0,9) \approx 0,08 \text{ м},$$

где полюсное деление

$$\tau = \pi D_{i2}/(2z_2) = 3,14\cdot 13/(2\cdot 30) = 0,67\cdot 10^{-2} \text{ м}.$$

Вместо одного трехфазного генератора возможно применение трех однофазных генераторов, магнитная цепь которых приведена на рис. 4.4. Расчеты показывают, что диаметр расточки статора таких генераторов составляет 85 мм, а длина каждого пакета — 40 мм. Трехпакетный генератор значительно легче однопакетного, но очень сложен и неудобен с точки зрения технологии производства. Поэтому предлагается разместить три однофазных генератора на одной окружности, создав таким образом трехфазный генератор, в котором магнитный поток, сцепленный с обмоткой якоря, изменяется не только по величине, но и по направлению.

Магнитная цепь такого генератора представлена на рис. 4.5. На статоре генератора расположены 12 пазов, из которых 6 пазов занимает обмотка якоря и 6 пазов — обмотка возбуждения. Пазы обмотки возбуждения немного меньше по размерам, благодаря чему создается сдвиг в 60 эл. град между отдельными катушками обмотки якоря. Магнитная проводимость для потока обмотки возбуждения сохраняется практически неизменной при любом угле поворота ротора.

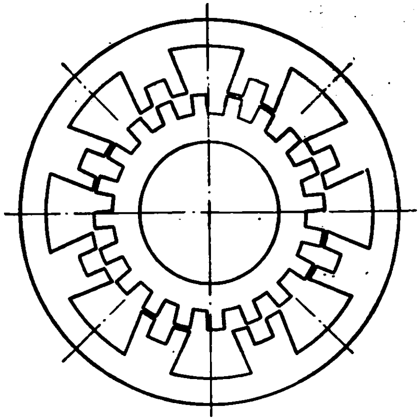

Рис. 4.4. Магнитопровод однофазного индукторного генератора гребенчатого типа

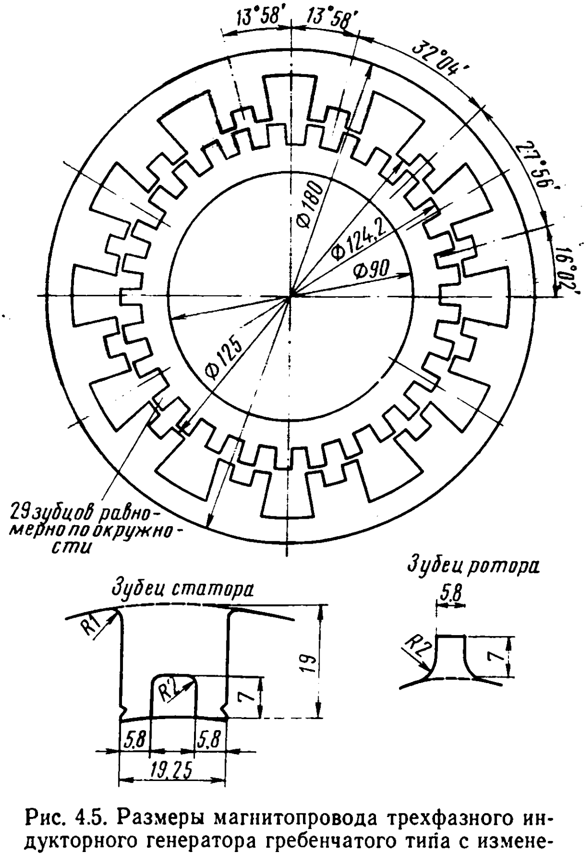

Рис. 4.5. Размеры магнитопровода трехфазного индукторного генератора гребенчатого типа с изменением магнитного потока не только по величине, но и по направлению

Из-за сдвига в 60 эл. град между сторонами катушки якоря несколько уменьшается электродвижущая сила в обмотке. Предварительные расчеты показывают, что в трехфазном генераторе коэффициент использования магнитного потока $K_{ис}=1{,}81$, а в однофазном $K_{ис}=1{,}46$. Если сравнивать величину 1-й гармоники магнитного потока, то разница оказывается значительно меньшей.

Магнитный поток реакции якоря не должен наводить э. д. с. в обмотке возбуждения, так как последняя представляет собой замкнутый многоугольник. Размещение лобовых частей генератора показано на рис. 4.6.

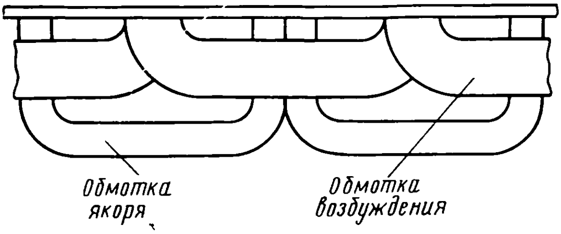

Рис. 4.6. Эскиз размещения лобовых частей генератора

III. Расчет трехфазного разноименнополюсного индукторного генератора с обмотками, размещенными по одной окружности статора

Исходные данные остаются прежними:

$$P = 10 \text{ кВт}; \cos\varphi = 1; U_ф = 360 \text{ В}; U_л = \sqrt{3}\cdot 360 = 624 \text{ В}.$$

Принимаем $z_2=29$.
При этом определяем

$$n_{max} = 60f_{max}/z_2 = 60\cdot 7500/29 = 15\,500 \text{ об/мин}; \omega_{max} = 1610 \text{ рад/с}.$$

$$n_{min} = 60f_{min}/z_2 = 60\cdot 3000/29 = 6200 \text{ об/мин}; \omega_{min} = 645 \text{ рад/с}.$$

Внешний диаметр ротора

$$D_{i2} = 2V_л/\omega_{max} = 2\cdot 100/1610 = 0{,}124 \text{ м}.$$

Принимаем величину воздушного зазора $\delta=0{,}4$ мм; внутренний диаметр статора $D_{i1}=125$ мм. Внешний диаметр ротора $D_{i2}=D_{i1}-2\delta=125-0{,}8=124{,}2$ мм.

Число проводников

$$N = A\pi D_{i1}/I_ф = 130\cdot 3{,}14\cdot 12{,}5/9{,}25 = 552.$$

Число витков в фазе

$$w = N/(2m) = 552/(2\cdot 3)\approx 92.$$

Поток на двойное полюсное деление

$$\Phi_{2\tau} = \sqrt{2}K_{ис}K_E U_ф/(4{,}44 f_{min} w) = \sqrt{2}\cdot 1{,}81\cdot 1{,}4\cdot 360/(4{,}44\cdot 3000\cdot 92) = $$
$$= 0{,}1\cdot 10^{-2} \text{ Вб}.$$

Длина пакета ротора

$$l_п = \Phi K_m\,(2B\tau) = 0{,}1\cdot 10^{-2}\cdot 0{,}91/(2\cdot 0{,}9\cdot 0{,}67\cdot 10^{-2}) \approx 8{,}0\cdot 10^{-2} \text{ м},$$

где K_m — коэффициент распределения потока.

Принимаем $l_п=8{,}5\cdot 10^{-2}$ м.

Задаемся внутренним диаметром ротора $D_{i0}=90$ мм; внешним диаметром статора $D_{ai}=180$ мм; размерами зубцов ротора $b_{z2}=5,8$ мм; $h_{z2}=7$ мм; высотой малых и больших зубцов статора $h_{z1б}=19$ мм; $h_{z1м}=7$ мм.

Марка стали статора и ротора — Э44. Толщина листа стали $\delta_{л.с}=0,2$ мм.

IV. Обмоточные данные якоря

Провод ПЭТВ, Ø 0,21/0,25 мм; сечение проводника $q=0,0346$ мм²; число параллельных ветвей — 1; число параллельных проводников — 30; число витков в фазе — 92; сечение меди фазы $Q=30\cdot 0,0346=1,038$ мм²; плотность тока

$$\Delta = I/Q = 9,25/1,038=8,91 \text{ А/мм} = 8,91\cdot 10^6 \text{ А/м}^2;$$

средняя длина лобовой части $l_s=137$ мм; средняя длина вылета $l_в=40$ мм; средняя длина витка $l_w=2(85+137)=444$ мм; площадь, занимаемая медью с изоляцией,

$$Q_м = (\pi/4)\cdot 0,25^2\cdot 92\cdot 30 = 136 \text{ мм}^2 = 1,36 \text{ см}^2.$$

V. Расчет характеристики холостого хода

Относительная ширина зубца ротора

$$b_{z0} = b_{z2}/\tau = 0,58/0,67 = 0,856;$$

относительная величина воздушного зазора

$$\delta_0 = \delta K_{р.п}/(10\tau) = 0,4\cdot 1/(10\cdot 0,67) = 0,0591,$$

где $K_{р.п}$ — коэффициент раскрытия паза.

Для расчета намагничивающей силы холостого хода определяем следующие величины:

$$B_\delta = \frac{\Phi_{2\tau}K_m}{2b_{z2}l_i} = \frac{0,1\cdot 10^{-2}\cdot 0,91}{2\cdot 0,58\cdot 8,58\cdot 10^{-4}} = 9150 \text{ Гс} = 0,915 \text{ Тл},$$

где $l_i = l_п + 0,2\delta = 8,5 + 0,2\cdot 0,4 = 8,58$ см;

$$F_\delta = 0,8K_{р.п}\delta B_\delta = 0,8\cdot 0,04\cdot 0,915\cdot 10^4 = 293 \text{ А};$$

$$H = 0,8B_\delta = 0,8\cdot 9150\cdot 10^{-4} = 72,5 \text{ А/см};$$

$$B_{z1} = \frac{B_\delta b_{z2}}{K_{re1}b_{z1}} = \frac{0,915\cdot 0,58\cdot 10^{-2}}{0,88\cdot 0,58\cdot 10^{-2}} = 1,04 \text{ Тл},$$

где коэффициент рассеяния $K_{re1}=0,88$;

$$B_{z1m} = \frac{B_{z1}l_i}{\gamma l_п} = \frac{1,04\cdot 8,58\cdot 10^{-2}}{0,825\cdot 8,5\cdot 10^{-2}} = 1,2700 \text{ Тл}, \text{ где } \gamma = 0,825;$$

$$F_{z1} = H_{z1}h_{z1} = 5,8\cdot 10^2\cdot 0,7\cdot 10^{-2} + 1,4\cdot 10^2\cdot 1,2\cdot 10^{-2} = 5,7 \text{ А};$$

$$B_{z2m} = \frac{B_\delta l_i}{K_{re2}\gamma l_п} = \frac{0,9150\cdot 8,58\cdot 10^{-2}}{0,88\cdot 0,825\cdot 8,5\cdot 10^{-2}} = 1,2700 \text{ Тл}, \; K_{re1} = K_{re2};$$

$$F_{z2} = H_{z2}h_{z2} = 5,8\cdot 10^2\cdot 0,7\cdot 10^{-2} = 4,1 \text{ А};$$

$$F_{\delta 2} = F_\delta + F_{z1} + F_{z2} = 293 + 5,7 + 4,1 = 302,8 \approx 303 \text{ А};$$

$$\Phi_{a2}=\frac{1}{2}\Phi_{2\tau}\frac{\lambda_{\text{осн}}+\lambda_{\text{доп}}}{\lambda_{\text{осн}}}=\frac{1}{2}0,1\cdot 10^{-2}\frac{302+135}{302}=7,25\cdot 10^{-4}\ \text{Вб};$$

$$B_{a2}=\frac{\Phi_{a2}}{h_{a2}l_{\text{п}2}K_{\text{ге}2}}=\frac{7,25\cdot 10^{-4}}{1,01\cdot 8,5\cdot 0,88}=0,96\ \text{Тл},$$

где

$$h_{a2}=\frac{D_{a2}-D_{i2}-2h_{z2}}{2}=\frac{12,42-9-1,4}{2}=1,01\cdot 10^{-2}\ \text{м};$$

$$l_{a2}=\frac{\pi(D_{a2}-2h_{z2}-h_{a2})}{6}=\frac{3,14}{6}(12,42-1,4-1,01)=5,24\ \text{см}=5,24\cdot 10^{-2}\ \text{м};$$

$$F_{a2}=0,5H_{a2}l_{a2}=0,5\cdot 2,4\cdot 10^{2}\cdot 5,24\cdot 10^{-2}=6,3\ \text{А};$$

$$\lambda_{\sigma}=0,4\pi\left[\left(\frac{h_1}{2b_{z1\text{м}}}+\frac{h_2}{b_{z2}}\right)l_l+1,7\alpha f h_{\text{п}}+0,5l_{\delta 2}\left(1+\frac{\pi h_1}{1+2h_{z2}}\right)\right]=$$

$$=0,4\pi\left[\left(\frac{1,2}{2\cdot 1,9}+\frac{0,3}{1,9}\right)8,58+1,7\cdot 0,785\cdot 1,7+0,5\cdot 10,4\left(1+\frac{\pi\cdot 1,2}{1,4}\right)\right]=$$

$$=0,4\cdot 3,14\,(4,81+2,27+8,1)=0,4\cdot 3,14\cdot 15,2=19;$$

$$\Phi_{\sigma}=2\,(F_{\delta 2}+F_{a2})\,\lambda_{\sigma}=2\,(303+6,3)\,19=1,17\cdot 10^{-4}\ \text{Вб};$$

$$\Phi_{a1}=\Phi_{a2}+\Phi_{\sigma}=72\,500+11\,700=8,42\cdot 10^{-4}\ \text{Вб};$$

$$B'_{a1}=\frac{\Phi_{a1}}{h'_{a1}l_{\text{п}1}K_{\text{ге}1}}=\frac{8,42\cdot 10^{-4}}{1,8\cdot 8,5\cdot 0,88\cdot 10^{-4}}=0,6250\ \text{Тл};$$

$$B''_{a1}=\frac{\Phi_{a1}}{h''_{a1}l_{\text{п}}K_{\text{ге}1}}=\frac{8,42\cdot 10^{-4}}{0,85\cdot 8,5\cdot 0,88\cdot 10^{-4}}=1,3200\ \text{Тл};$$

$$F_{a1}=0,5\left(H'_{a1}l'_1+H''_{a2}l''_1\right)=0,5\,(1,1\cdot 6,53+6,9\cdot 2,47)=12,1\approx 12\ \text{А};$$

$$l=l'_1+l''_1=\pi\,(18-0,85)/6=9\ \text{см}=9\cdot 10^{-2}\ \text{м};$$

$$l''_1=2,47\ \text{см};\ l'_1=l-l''_1=9-2,47=6,53\cdot 10^{-2}\ \text{м}.$$

Намагничивающая сила холостого хода

$$F_0=F_{\delta 2}+F_{a1}+F_{a2}=303+12+6,3=321\ \text{А}.$$

Другие точки характеристики холостого хода рассчитываются аналогично (см. табл. 4.2).

Характеристика холостого хода при $f_{max}=7500$ Гц будет иметь еще более линейный характер. Ее можно будет построить по одной точке.

Характеристики холостого хода представлены на рис. 4.7.

VI. Расчет параметров генератора

Обмотка статора двухплоскостная. В одном слое размещается обмотка якоря, в другом — обмотка возбуждения.

Таблица 4.2

Параметры	$E_ф$, В					
	100	200	300	400	500	600
$\Phi_{2\tau}\cdot 10^{-4}$, Вб	1,985	3,97	5,96	7,95	10	11,9
B_δ, Тл	0,182	0,363	0,545	0,727	0,915	1,09
F_δ, А	58	116	174	233	293	349
B_{z1}, Тл	0,207	0,413	0,62	0,825	1,04	1,24
B'_{z1m}, Тл	0,252	0,505	0,756	1,01	1,27	1,51
B''_{z1m}, Тл	0,151	0,302	0,453	0,604	0,76	0,905
H'_{z1}, А/м	60	100	140	280	580	1520
H''_{z1}, А/м	50	70	90	110	140	200
F_{z1}, А	0,9	1,4	1,9	3,1	5,5	12,6
B_{z2}, Тл	0,252	0,505	0,756	1,01	1,27	1,51
F_{z2}, А	0,4	0,7	1,0	2,0	4,1	10,6
$F_{\delta 2}$, А	59,3	118,1	176,9	238,1	302,6	372,2
$\Phi_{a2}\cdot 10^{-4}$, Вб	1,44	2,88	4,32	5,16	7,25	8,64
B_{a2}, Тл	0,191	0,382	0,572	0,764	0,96	1,14
H_{a2}, А/м	50	80	100	150	240	390
F_{a2}, А	1,3	2,1	2,6	3,9	6,3	10,2
$\Phi_\sigma\cdot 10^{-4}$, Вб	0,23	0,457	0,682	0,92	1,17	1,45
$F_{\delta 2}+F_{a2}$, А	60,6	120,2	179,5	242	308,9	382,4
$\Phi_{a1}\cdot 10^{-4}$, Вб	1,67	3,34	5	6,68	8,42	10,09
B'_{a1}, Тл	0,124	0,248	0,371	0,496	0,625	0,75
B''_{a1}, Тл	0,262	0,525	0,785	1,05	1,32	1,59
H'_{a1}, А/м	40	60	80	90	110	140
H''_{a1}, А/м	60	100	150	300	690	2600
F_{a1}, А	2,0	3,1	4,4	6,4	12	35
ΣF_0, А	63	123	184	249	321	417
$I_в$, А	8,9	17,4	26,0	35,2	45,4	59

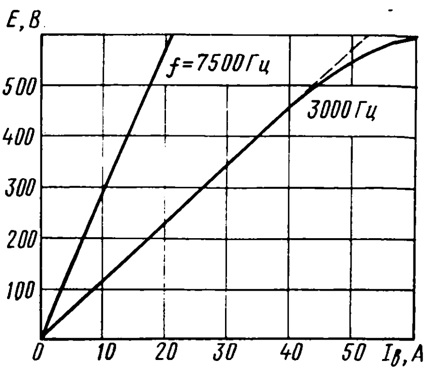

Рис. 4.7. Характеристики холостого хода

Размеры лобовой части обмотки якоря:

$$\tau_s = \frac{\pi(D_{i1} + h_{z1})}{2p} - \frac{a}{2} = \frac{3,14(12,5 + 1,9)}{6} - \frac{1,8}{2} = 6,65 \cdot 10^{-2} \text{ м};$$

$$l_s = (\tau_s - 2R) + 2(l_в - R) + \pi R = (6,65 - 2 \cdot 1) + 2(4 - 1) + 3,14 \cdot 1 =$$

$$= 4,65 + 6 + 3,14 = 13,79 \approx 13,8 \cdot 10^{-2} \text{ м};$$

$$l_в = 4 \cdot 10^{-2} \text{ м (по эскизу)};$$

$$l_w = 2(l_s + l_{п1}) = 2(8,5 + 13,8) = 44,6 \cdot 10^{-2} \text{ м}.$$

Омическое сопротивление обмотки якоря

$$R_{1,20^\circ} = \frac{wl_w}{5700qa_п} = \frac{92 \cdot 44,6}{5700 \cdot 0,0346 \cdot 30} = 0,694 \text{ Ом};$$

$$R_{1,175^\circ} = 1,62 \cdot 0,694 = 1,12 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем реактивность рассеяния, для чего определим следующие величины:

$$\lambda_п = 0,4\pi\left(\frac{h_1}{3b_п} + \frac{h_4}{b_п}\right) = 0,4 \cdot 3,14\left(\frac{14,3}{3 \cdot 18,9} + \frac{2,3}{14,5}\right) = 0,4 \cdot 3,14 \cdot 0,411 = 0,516,$$

где h_4 — расстояние между слоями двухслойной обмотки якоря;

$$\lambda_s = 0,32\frac{q}{l_i}(l_s - 0,64\beta\tau) = 0,32\frac{1}{8,58}(13,8 - 0,64 \cdot 6,65) = 0,354;$$

$$\lambda_k = \frac{z}{z_2}\tau\xi = \frac{24}{29} \cdot 0,67 \cdot 0,265 = 0,147,$$

где $\xi = 0,265$ — коэффициент распределения индукции при холостом ходе;

$$\delta_0' = \frac{2K_m\tau}{b_{z2}} \cdot \delta_0 = \frac{2 \cdot 0,91 \cdot 0,677}{0,58} \cdot 0,0591 = 0,126;$$

$$b_m/\tau = 0,775/0,677 = 1,145;$$

$$\Sigma\lambda = \lambda_п + \lambda_s + \lambda_k = 0,516 + 0,354 + 0,147 = 1,017.$$

Реактивность рассеяния:
при $f_{min} = 3000$ Гц

$$X_{s\,3000} = \frac{4\pi f w^2 l_i}{pq \cdot 10^8} \cdot \sum\lambda = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 3000 \cdot 92^2 \cdot 8,58}{2 \cdot 10^8} \cdot 1,017 = 13,92 \text{ Ом};$$

при $f_{max} = 7500$ Гц

$$X_{s\,7500} = X_{s\,3000} \cdot 7500/3000 = 13,92 \cdot 2,5 = 34,8 \text{ Ом}.$$

Определяем намагничивающую силу реакции якоря:
при $f = 3000$ Гц

$$F_{ad} = 0,45K_{d1}\frac{w_{экв}I_ф}{\alpha f p} = \frac{0,45 \cdot 1,16 \cdot 92 \cdot 9,25}{2} = 222 \text{ А};$$

$$F_{aq} = K_{q1}F_{ad} = 0,94 \cdot 222 = 208,5 \text{ А}, \text{ где } K_{q1} = 0,94.$$

Расчет м. д. с. возбуждения при нагрузке:

$$X_{adi}=\frac{F_{ad}U_{ф}}{I_{ф}F_{\delta 2}}\xi_1 K_{р.п}=\frac{222\cdot 360}{9,25\cdot 220}\cdot 0,72=28,25\ \text{Ом},$$

где $\xi_1=0,72$ — коэффициент распределения индукции при нагрузке;

$$X_{ad1}=X_{adi}K_x=28,25\cdot 0,936=26,45\ \text{Ом},$$

где K_x — коэффициент, учитывающий падение напряжения продольной реакции якоря:

$$K_x=1-\frac{\pi}{2K_1K_a}(1-K_\delta)=1-\frac{3,14}{2\cdot 1,81\cdot 1,16}(1-0,914)=$$

$$=1-0,0643=0,936;$$

$$K_г=F_{\delta 2}/\sum F=302,6/321=0,914;$$

$$X_{aq1}=K_{q1}X_{ad1}=0,94\cdot 26,45=24,8\ \text{Ом};$$

$$X'_{ad1}=X_{ad1}K_\sigma=26,45\cdot 0,46=12,15\ \text{Ом};$$

$$K_\sigma=1-\frac{\pi}{2K_{ис}K_{d1}}\cdot\frac{K_г}{K_x\sigma}=1-\frac{3,14}{2\cdot 1,81\cdot 1,16}\cdot\frac{0,914}{0,936\cdot 1,35}=1-0,54=0,46,$$

где коэффициент рассеяния потока обмотки статора

$$\sigma=1+0,64\frac{Pf\delta K_{р.п}K_m}{Pb_{z2}}(\lambda f_{п}+\lambda f_{с})=1+0,64\,\frac{3\cdot 0,4\cdot 0,91}{3\cdot 0,58}(0,516+0,354)=$$

$$=1+0,64\frac{0,4\cdot 0,91}{0,58}\cdot 0,87=1+0,35=1,35;$$

$$X'_{aq}=X_{aq1}=24,8\ \text{Ом};$$

$$X_2=\left(X'_{ad1}+X'_{aq}\right)/2=(12,15+24,8)/2=36,95/2=18,47\ \text{Ом};$$

$$X_k=X_{s\,3000}+X_{ad1}+X_2=13,92+26,45+18,47=58,84\ \text{Ом};$$

при $f=7500$ Гц;

$$F_{ad}=222\ \text{А};\ F_{aq}=208,5\ \text{А};$$

$$X_{adi}=\frac{F_{ad}U_{ф}}{IF_{\delta 2}}\xi K_{р.п}=\frac{222\cdot 360}{9,25\cdot 92}\cdot 0,72=67,5\ \text{Ом};$$

$$X_{ad1}=K_xX_{adi}=0,936\cdot 67,5=63,25\ \text{Ом};$$

$$X_{aq1}=K_{q1}X_{ad1}=0,94\cdot 63,25=59,5\ \text{Ом};$$

$$X'_{ad1}=X_{ad1}K_\sigma=63,25\cdot 0,46=29,1\ \text{Ом};$$

$$X'_{aq}=X_{aq1}=59,5\ \text{Ом};$$

$$X_2=\left(X'_{ad1}+X'_{aq}\right)/2=(29,1+59,5)/2=88,6/2=44,3\ \text{Ом};$$

$$X_k=X_s+X_{ad}+X_2=34,8+63,25+44,3=142,4\ \text{Ом}.$$

Данные расчета м. д. с. возбуждения при нагрузке приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Параметры	f, Гц			
	3000	3000	7500	7500
P, кВ·А	5	10	5	10
C, мкФ	0,7	0,7	0,7	0,7
E_δ, В	400	495	481	729
$\sin\psi$	0,135	0,2	0,85	0,953
$I_н$, А	4,62	9,25	4,62	9,25
$I_{dн}$, А	0,624	1,85	3,93	8,81
F_{ad}, А	15	44,4	94,4	212
$\Phi_{н2\tau}\cdot 10^{-4}$, Вб	7,94	9,82	3,82	5,79
B_δ, Тл	0,732	0,911	0,382	0,602
F_δ, А	234	292	122	193
B_{z1}, Тл	1,01	1,26	0,772	1,14
H_{z1}, А/м	280	560	150	390
F_{z1}, А	2,0	3,9	1,1	2,7
F_{z2}, А	2,0	3,9	1,1	2,7
$F_{\delta 2}$, А	238	300	124,2	198,4
$\Phi_{a2}\cdot 10^{-4}$, Вб	5,75	7,1	2,77	4,19
B_{a2}, Тл	0,76	0,94	0,366	0,555
H_{a2}, А/м	140	220	80	100
F_{a2}, А	3,7	5,8	2,1	2,6
$\Phi_\sigma\cdot 10^{-4}$, Вб	0,916	1,16	0,48	0,765
$\Phi_{a1}\cdot 10^{-4}$, Вб	6,666	8,26	3,25	4,955
B'_{a1}, Тл	0,495	0,614	0,242	0,368
B''_{a1}, Тл	1,05	1,3	0,511	0,78
H'_{a1}, А/м	90	110	60	80
H''_{a1}, А/м	310	650	100	150
F_{a1}, А	6,5	11,1	3,1	4,4
$\Sigma F_н$, А	248	317	129	205
$I_в$, А	35,1	44,9	18,2	29

Регулировочные характеристики приведены на рис. 4.8.

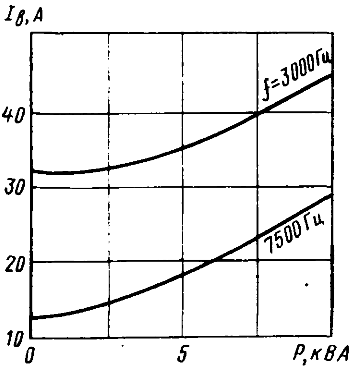

Рис. 4.8. Регулировочные характеристики

VII. Выбор величины емкости компенсирующего конденсатора

Емкость, необходимая для полной компенсации,

а) при $f=3000$ Гц

$$C = 10^6/\left(\omega X_s'\right) = 10^6/(2\pi\cdot 3000\cdot 40{,}37) = 1{,}32 \text{ мкФ}, \text{ где } X_s' = X_s + X_{ad1};$$

б) при $f=7500$ Гц

$$C = 10^6/\left(\omega X_s'\right) = 10^6/(2\pi\cdot 7500\cdot 98{,}1) = 0{,}217 \text{ мкФ}.$$

Выбираем величину емкости $C=0{,}7$ мкФ.

Реактивное сопротивление конденсатора:

а) при $f=3000$ Гц

$$X_C = 10^6/(\omega C) = 10^6/(2\pi\cdot 3000\cdot 0{,}7) = 75{,}9 \text{ Ом};$$

б) при $f=7500$ Гц

$$X_C = 10^6/(\omega C) = 10^6/(2\pi\cdot 7500\cdot 0{,}7) = 30{,}3 \text{ Ом}.$$

Расчет м. д. с. возбуждения при нагрузке производится тем же методом, что и предварительный расчет.

VIII. Расчет обмотки возбуждения

Напряжение возбуждения $U_в=115$ В. Принимаем падение напряжения в обмотке возбуждения $\Delta U=0{,}1U$ В.

Поток на двойное полюсное деление

$$\Phi_{2\tau в} = \Phi_{2\tau н} = \frac{\lambda_{осн} + \lambda_{доп}}{\lambda_{осн}} = 9{,}82\cdot 10^{-4}\,\frac{302+135}{302} = 14{,}2\cdot 10^{-4} \text{ Вб}.$$

Число витков катушки обмотки возбуждения

$$w_{в.к} = \frac{0{,}9U_в\cdot 10^8}{4{,}44 f_0 \Phi_{2\tau в} 2Pf} = \frac{0{,}9\cdot 115\cdot 10^8}{4{,}44\cdot 400\cdot 14\,2000\cdot 6} = 6{,}85.$$

Принимаем $w_{в.к}=5$, чтобы иметь запас по возбуждению.

Число витков обмотки $w_в=5\cdot 6=30$.

Максимальный ток возбуждения

$$I_{в\,max} = \sum F_{п\,max}\left(\sqrt{2}w_{в.к}\right) = 317/\sqrt{2}\cdot 5) = 44{,}9 \text{ А}.$$

Выбираем провод ПЭТВ, Ø 1,0/1,11; сечение одного проводника $q=0{,}785$ мм². Число параллельных проводников — 12; сечение обмотки $Q=nq=12\cdot 0{,}785=$ $=9{,}42$ мм²; число проводников в пазу $5\cdot 2\cdot 12=120$.

Площадь, занимаемая медью с изоляцией,

$$Q_м = (\pi/4)\ 1{,}11^2\cdot 120 = 116 \text{ мм}^2.$$

Индуктивное сопротивление обмотки возбуждения

$$X_в = 3\cdot 4\pi f w_п^2 l_l \sum\lambda\cdot 10^{-8} = 3\cdot 4\cdot 3{,}14\cdot 400\cdot 10^2\cdot 8{,}58\cdot 1{,}017\cdot 10^{-8} = 0{,}131 \text{ Ом};$$

активное сопротивление обмотки возбуждения

$$R_{z,20^\circ} = \frac{3w_п l_{в.в}}{5700Q} = \frac{3\cdot 10\cdot 35{,}6}{5700\cdot 9{,}42} = 0{,}0199 \text{ Ом};$$

$$R_{z,175^\circ}' = 1{,}62\cdot 0{,}0199 = 0{,}0322 \text{ Ом}.$$

Полное индуктивное сопротивление

$$Z_{\text{в}} = \sqrt{X_{\text{в}}^2 + R_{\text{в}}'^2} = \sqrt{0,131^2 + 0,0322^2} = 0,133 \text{ Ом}.$$

Э. д. с., индуктируемая в обмотке,

$$E = 4,44 f \Phi_{2\tau\text{в}} w_{\text{в.к}} \cdot 2P = 4,44 \cdot 400 \cdot 14,2 \cdot 10^{-4} \cdot 5 \cdot 6 = 75,6 \text{ В}.$$

Приведенное сопротивление обмотки возбуждения

$$Z_{\text{в}} = (E + \Delta u)/I_{\text{в max}} = (75,6 + 0,133 \cdot 44,9)/44,9 = 1,82 \text{ Ом}.$$

Максимальный ток обмотки возбуждения (при $U_{\text{в}} = 115$ В)

$$I_{\text{в max}} = U_{\text{в}}/Z_{\text{в}} = 115/1,82 = 63,2 \text{ А}.$$

Величина емкости, включаемой параллельно обмотке возбуждения для компенсации.

$$C = 10^6/(\omega_0 X_C) = 10^6/(2\pi \cdot 400 \cdot 1,82) = 219 \text{ мкФ}.$$

IX. Расчет массы электротехнической стали и обмоточной меди

Масса листа статора

$$\Gamma_{\text{л.с}} = \left\{ \frac{\pi}{4} \left[D_{a1}^2 - (D_{i1} + 2h_{z1б})^2 \right] + z \left(b_{z1}'' h_{zб} - b_{п1} h_{zм} \right) \right\} \gamma_{\text{с}} \delta_{\text{л.с}} =$$

$$= \left[\frac{3,14}{4} (18^2 - 16,3^2) + 12 (1,94 \cdot 1,9 - 0,775 \cdot 0,7) \right] 7,55 \cdot 0,02 =$$

$$= (255 - 209 + 38,2)\, 7,55 \cdot 0,02 = 12,7 \text{ г}.$$

Масса сердечника статора

$$\Gamma_{\text{с.с}} = \Gamma_{\text{л.с}} \frac{l_{\text{п}}}{\delta_{\text{л.с}}} K_{\text{з}} \cdot 10^{-3} = 12,7 (8,5/0,02)\, 0,88 \cdot 10^{-3} = 4,75 \text{ кг}.$$

Масса листа ротора

$$\Gamma_{\text{л.р}} = \left\{ \frac{\pi}{4} \left[(D_{i2} - 2h_{z2})^2 - D_0^2 \right] + z_2 b_{z2} h_{z2} \right\} \gamma_{\text{с}} \delta_{\text{л.с}} =$$

$$= \left\{ \frac{3,14}{4} \left[(12,42 - 1,4)^2 - 9^2 \right] + 29 \cdot 0,58 \cdot 0,7 \right\} 7,55 \cdot 0,02 =$$

$$= (95,5 - 63,7 + 11,8)\, 7,55 \cdot 0,02 = 6,59 \text{ г}.$$

Масса сердечника ротора

$$\Gamma_{\text{с.р}} = \Gamma_{\text{л.р}} (l_{\text{п}}/\delta_{\text{л.с}}) K_{\text{з}} \cdot 10^{-3} = 6,59 (8,5/0,02)\, 0,88 \cdot 10^{-3} = 2,46 \text{ кг}.$$

Общая масса электротехнической стали

$$\Gamma_{\text{с}} = \Gamma_{\text{с.с}} + \Gamma_{\text{с.р}} = 4,75 + 2,46 = 7,21 \text{ кг}.$$

Масса меди обмотки якоря

$$\Gamma_{\text{м.я}} = 3 w l_w q n_{\text{п}} \gamma \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 92 \cdot 44,4 \cdot 0,0346 \cdot 30 \cdot 9,3 \cdot 10^{-5} \approx 1,19 \text{ кг}.$$

Масса меди обмотки возбуждения

$$\Gamma_{\text{м.в}} = l_{\text{в}} w_{\text{в}} n q \gamma \cdot 10^{-5} = 30 \cdot 35,6 \cdot 12 \cdot 0,785 \cdot 9,3 \cdot 10^{-5} \approx 0,94 \text{ кг}.$$

Общая масса меди

$$\Gamma_{\text{м}} = \Gamma_{\text{м.я}} + \Gamma_{\text{м.в}} = 1,19 + 0,94 = 2,13 \text{ кг}.$$

X. Определение площади пазов и их коэффициента заполнения

Шаг полюсного деления

$$t_2 = \pi D_{l1}/z_2 = 3,14 \cdot 125/29 = 13,55 \text{ мм} = 13,55 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Ширина пазов по дуге расточки ротора

$$b_2 = 5,8 \cdot 10^{-3} \text{ м}; \; b_{\text{п}2} = t_2 - b_{z2} = 13,55 - 5,8 = 7,75 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Ширина большого и малого пазов

$$b_{\text{п.б}} = t_2 - \frac{b_{\text{п}2} - b_2}{2} = \left(13,55 + \frac{7,75 - 5,8}{2}\right) \cdot 10^{-3} = (13,55 + 0,975) \cdot 10^{-3} =$$

$$= 14,525 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$b_{\text{п.м}} = b_{\text{б.п}} - \frac{t_2}{6} = \left(14,525 - \frac{13,55}{6}\right) \cdot 10^{-3} = (14,525 - 2,26) \cdot 10^{-3} =$$

$$= 12,265 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Дуга зубца статора

$$b'_{z1} = 2b + b_{\text{п}} = 2 \cdot 5,8 + 7,75 = 19,35 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Ширина по хорде:

а) для большого паза

$$\alpha = \frac{b}{\pi D} \cdot 360 = \frac{14,525}{3,14 \cdot 125} 360 = 13,32°; \; b_{\text{п.б}} = 2R \sin(\alpha/2) =$$

$$= 2 \cdot 62,5 \sin 6,66° = 125 \cdot 10^{-3} \cdot 0,116 = 14,5 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

б) для малого паза

$$\alpha = (12,265/\pi \cdot 125)\, 360 = 11,24° = 11°14'; \; b_{\text{п.м}} = 2R \sin(\alpha/2) =$$

$$= 125 \sin(11°14'/2) = 125 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0980 = 12,25 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

в) для зубцов статора

$$\alpha = (19,35/\pi \cdot 25)\, 360 = 17,75° = 17°45'; \; b'_{z1} = 2R \sin(\alpha/2) =$$

$$= 125 \sin 8°52' = 125 \cdot 10^{-3} \cdot 0,154 = 19,25 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Угловое уменьшение паза обмотки возбуждения

$$\Delta\alpha = 13,55 \cdot 360/(6 \cdot 3,14 \cdot 125) = 2,07° = 2°04'.$$

Углы между большими зубцами статора чередуются следующим образом: 32°04', 27°56', 32°04', 27°56' и т. д.

Площадь пазов и коэффициент заполнения:

а) для большого паза (обмотки якоря)

$$a_{п1} = b_п + 2\sin(\beta/2)\,h_п = (14,5 + 2\sin 16°02' \cdot 19)\cdot 10^{-3} =$$

$$= (14,5 + 10,5)\cdot 10^{-3} = 25\cdot 10^{-3}\ \text{м};$$

$$S_{п16} = \left(\frac{b_п + a_п}{2} - \delta_{шиx}\right)(h_п - \delta_{шиx}) = \left[\left(\frac{25 + 14,5}{2} - 0,15\right)(19 - 0,15)\right]\cdot 10^{-3} =$$

$$= (19,6\cdot 18,85)\cdot 10^{-6} = 369,5\cdot 10^{-6}\ \text{м}^2;$$

$$K_з = S_м/S_п = 136/369,5 = 0,368;$$

б) для паза обмотки возбуждения

$$a_{п.в} = b_п + 2h_п\sin(\beta/2) = (12,25 + 2\cdot 19\sin 13°58')\cdot 10^{-3} =$$

$$= (12,25 + 9,16)\cdot 10^{-3} = 21,4\cdot 10^{-3}\ \text{м};$$

$$S_{п.в} = \left(\frac{12,25 + 21,4}{2} - 0,15\right)(19 - 0,15) = (16,58\cdot 18,85)\cdot 10^{-6} =$$

$$= 312\ \text{мм}^2 = 312\cdot 10^{-6}\ \text{м}^2;$$

$$K_з = 116/312 = 0,371.$$

XI. Расчет потерь и коэффициента полезного действия

1. При $f = 3000$ Гц и $n = 6200$ об/мин $= 650$ рад/с электрические потери в обмотке якоря

$$P_{м1} = 3I_1^2R_1' = 3\cdot 9,25^2\cdot 0,69 = 177\ \text{Вт};$$

электрические потери в обмотке возбуждения

$$P_{м2} = I_в^2R_2' = 44,9^2\cdot 0,0322 = 65\ \text{Вт}.$$

Рассчитаем потери в зубцах статора от несущей частоты:

$$c_н = c_p(0,2f/100)^2 + c_z[1 + 0,5(B_0/10\,000)^2]\,f/100 = 4,8(0,2\cdot 3000/100)^2 +$$

$$+ 2,8[1 + 0,5(12\,600/10\,000)^2]\,3000/100 = 173 + 151 = 324;$$

$$B_{z1}' = \frac{B_{z1}}{2}\left(1 - \frac{\lambda_{доп}}{\lambda_{осн}}\right) = \frac{12\,600}{2}\left(1 - \frac{135}{302}\right) = 0,348\ \text{Тл};$$

$$\Gamma_{z1} = z_1 b_{zм} h_{zм} l_п K_з \gamma_c\cdot 10^{-3} = 24\cdot 0,58\cdot 0,7\cdot 8,5\cdot 0,88\cdot 7,55\cdot 10^{-3} = 0,55\ \text{кг};$$

$$P_{z1}' = c_н\left(B_{z1}'/10\,000\right)^2 0,5\Gamma_{z1}K_\Delta = 324\cdot 0,348^2\cdot 0,5\cdot 0,55\cdot 2,6 = 28\ \text{Вт}.$$

Рассчитаем потери в зубцах статора от частоты возбуждения:

$$c_в = 4,8(0,2\cdot 400/100)^2 + 2,8[1 + 0,5(1,26)^2]\,400/100 = 3,07 + 20,1 \approx 23,2;$$

$$B_{z1}'' = 1,2600(302 + 135)/(2\cdot 302) = 0,914\ \text{Тл};$$

$$P_{z1}'' = 23,2\cdot 0,914^2\cdot 0,55\cdot 2,5 = 27,7\ \text{Вт}.$$

Потери в зубцах ротора от несущей частоты:

$$P'_{z2} = 0{,}5c_{\text{н}}B'^2_{z2}\Gamma_{z2}K_\Delta = 0{,}5\cdot 271\cdot 0{,}348^2\cdot 0{,}664\cdot 2{,}6 = 28{,}3\ \text{Вт};$$

$$\Gamma_{z2} = z_2 b_{z2} h_{z2} l_{\text{п}} K_{\text{з}} \gamma_{\text{с}}\cdot 10^{-3} = 29\cdot 0{,}58\cdot 0{,}7\cdot 8{,}5\cdot 0{,}88\cdot 7{,}55\cdot 10^{-3} = 0{,}664\ \text{кг};$$

$$B'_{z2} = B'_{z1} = 0{,}348\ \text{Тл};$$

$$c_{\text{н}} = c_p(\delta_{\text{c}} f/100)^2 + c_z\left(1 + 0{,}5B_0^2\right) f/100 = 4{,}8\left(0{,}2\,\frac{2{,}4\cdot 6250}{6000}\right)^2 +$$

$$+ 2{,}8\,(1 + 0{,}5\cdot 1{,}26^2)\,3000/100 = 120 + 151 = 271.$$

Потери в зубцах ротора от частоты возбуждения:

$$B''_{z2} = B''_{z1} = 0{,}914\ \text{Тл};\ c_{\text{в}} = 23{,}2;$$

$$P''_{z2} = c_{\text{в}} B''^2_{z2}\Gamma_{z2}K_\Delta = 23{,}2\cdot 0{,}914^2\cdot 0{,}664\cdot 2{,}6 = 33{,}4\ \text{Вт}.$$

Потери в ярме статора:

$$P_{a1} = (f/50)^{1,5}\sigma_a B^2\Gamma_{a1}\,(400/50)^{1,5}2{,}6(1{,}3^2\cdot 0{,}672 + 6{,}14^2\cdot 3{,}19) =$$

$$= 22{,}6\cdot 2{,}6\,(1{,}14 + 1{,}2) = 137\ \text{Вт}.$$

$$\Gamma_{a1} = \Gamma_{\text{с.с}} - \Gamma_{21} = 4{,}41 - 0{,}55 = 3{,}86\ \text{кг};$$

$$\Gamma'_{a1} = 0{,}85\cdot 2{,}5\cdot 6\cdot 8{,}5\cdot 0{,}88\cdot 7{,}55\cdot 10^{-3} = 0{,}672\ \text{кг};$$

$$\Gamma''_{a1} = 3{,}86 - 0{,}672 = 3{,}19\ \text{кг}.$$

Потери в ярме ротора:

$$P_{a2} = (f/50)^{1,5}\sigma_a B^2\Gamma_{a2} = (400/50)^{1,5}2{,}6\cdot 0{,}94^2\cdot 1{,}8 = 94{,}2\ \text{Вт};$$

$$\Gamma = \frac{\pi}{4}\,(11{,}02^2 - 9^2)\,8{,}5\cdot 0{,}88\cdot 7{,}55\cdot 10^{-3} = 1{,}8\ \text{кг}.$$

Суммарные потери в стали:

$$P_{\text{c}} = P'_{z1} + P''_{z1} + P'_{z2} + P''_{z2} + P_{a1} + P_{a2} = 28 + 28 + 28 + 33 + 137 + 94 = 348\ \text{Вт}$$

Примем механические потери $P_{\text{мех}} = 240$ Вт.

Добавочные потери

$$P_{\text{доб}} = 0{,}02P = 0{,}02\cdot 10\,000 = 200\ \text{Вт}.$$

Суммарные потери:

$$\Sigma P = P_{\text{м1}} + P_{\text{м2}} + P_{\text{c}} + P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}} = 177 + 65 + 348 + 240 + 200 = 930\ \text{Вт}.$$

При этом к. п. д.

$$\eta = \left(1 - \frac{930}{10\,000 + 930}\right)100 = 91{,}5\%.$$

2. При $f = 7500$ Гц и $n = 15\,500$ об/мин потери

$$P_{\text{м1}} = 177\ \text{Вт};\ P_{\text{м2}} = I^2R_{\text{м}} = 29^2\cdot 0{,}0322 = 27\ \text{Вт}.$$

Потери в зубцах статора от несущей частоты:

$$c_{\text{н}} = 4,8\,(0,2\cdot 7500/100)^2 + 2,8\,(1 + 0,5\cdot 1,14^2)\,7500/100 = 1080 + 346 = 1426;$$

$$B_{z1} = 0,5\cdot 1,14\,(1 - 135/302) = 0,315 \text{ Тл};$$

$$P'_{z1} = 14,26\cdot 0,315^2\cdot 0,5\cdot 0,55\cdot 2,6 = 101 \text{ Вт}.$$

Потери в зубцах статора от частоты возбуждения:

$$c_{\text{в}} = 4,8\,(0,2\cdot 400/100)^2 + 2,8\,(1 + 0,5\cdot 1,14^2)\,400/100 = 3,07 + 18,5 = 21,57;$$

$$B''_{z1} = 1,14\,(302 + 135)/(2\cdot 302) = 0,825 \text{ Тл};$$

$$P''_{z1} = 21,57\cdot 0,825^2\cdot 0,55\cdot 2,6 = 21 \text{ Вт}.$$

Потери в зубцах ротора от несущей частоты:

$$c = 4,8\,(0,2\cdot 24\cdot 15\,500/6000)^2 + 2,8\,(1 + 0,5\cdot 1,14^2)\,7500/100 = 740 + 347 = 1087;$$

$$B'_{z2} = 0,315 \text{ Тл};$$

$$P'_{z2} = 0,5\cdot 1087\cdot 0,315^2\cdot 0,664\cdot 2,6 = 93 \text{ Вт}.$$

Потери в зубцах ротора от частоты возбуждения:

$$B''_{z2} = B''_{z1} = 0,8250 \text{ Тл};\ c_{\text{в}} = 21,57;$$

$$P''_{z2} = 21,57\cdot 0,825^2\cdot 0,664\cdot 2,6 = 25 \text{ Вт}.$$

Потери в ярме статора:

$$P_{a1} = (400/50)^{1,5}\cdot 2,6\cdot 0,78^2\cdot 0,672 + 0,368^2\cdot 3,19 =$$
$$= 22,6\cdot 2,6\,(0,409 + 0,432) = 49,5 \text{ Вт}.$$

Потери в ярме ротора:

$$P_{a2} = (400/50)^{1,5}\cdot 2,6\cdot 0,555^2\cdot 1,8 = 33 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в стали:

$$P_{\text{с}} = P'_{z1} + P'_{z2} + P''_{z1} + P''_{z2} + P_{a1} + P_{a2} = 101 + 21 + 93 +$$
$$+ 25 + 50 + 33 = 323 \text{ Вт}.$$

$$P_{\text{мех}} = 1500 \text{ Вт};\ P_{\text{доб}} = 200 \text{ Вт};$$

$$\Sigma P = P_{\text{м}1} + P_{\text{м}2} + P_{\text{с}} + P_{\text{мех}} + P_{\text{доб}} = 177 + 27 + 323 + 1500 + 200 = 2227 \text{ Вт}.$$

К. п. д.

$$\eta = [1 - 2227/(10\,000 + 2227)]\,100 = 81,8\%.$$

Расчет активной составляющей тока обмотки возбуждения:
а) при $f = 3000$ Гц

$$P_0 = \frac{P_{\text{ном}}\,(f_0/f_{\text{вр}})^2}{1 + (f_0/f_{\text{вр}})^2} = \frac{10\,000\,(400/3000)^2}{1 + (400/3000)^2} = \frac{10\,000\cdot 0,0178}{1 + 0,0178} = 175 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{в}} = P_{\text{м}2} + P'_{z} + P''_{z2} + P_{a1} + P_{a2} = 65 + 28 + 33 + 137 + 94 = 357 \text{ Вт}.$$

Активная мощность обмотки возбуждения:

$$P_{\text{в}a} = P_0 + P_{\text{в}} = 175 + 357 = 532 \text{ Вт};$$

$$I_{\text{в}a} = P_{\text{в}a}/E_{\text{в}} = 53,2/75,6 = 7,04 \text{ А};$$

$$I_{\text{в}} = \sqrt{I^2_{\text{в}\max} + I^2_{\text{в}a}} = \sqrt{44,9^2 + 7,04^2} = 45,4 \text{ А};$$

б) при $f = 7500$ Гц

$$P_0 = \frac{10\,000\,(400/7500)^2}{1 + (400/7500)^2} = \frac{10\,000 \cdot 0,00285}{1 + 0,00285} = 28,4 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{в}} = 27 + 21 + 25 + 50 + 33 = 156 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{в}a} = 28 + 156 = 184 \text{ Вт};$$

$$I_{\text{в}a} = 184/44,6 = 4,12 \text{ А};$$

$$I_{\text{в}} = \sqrt{29^2 + 4,12^2} = 29,2 \text{ А}.$$

XII. Расчет механических напряжений в роторе:

а) у основания зубца

$$D_{0z} = D_{a2} - h_{z2} = 12,42 - 0,7 = 11,72 \text{ см};$$

$$V_{0z} = \pi D_{0z} n/60 = 3,14 \cdot 11,72 \cdot 15\,500/60 = 95,3 \text{ м/с};$$

$$\varGamma_z = b_2 h_2 \delta_2 \gamma = 0,58 \cdot 0,7 \cdot 0,02 \cdot 7,55 = 0,0613 \text{ г};$$

$$\sigma_{0z} = \frac{mV_{0z}}{R_{0z}F} = \frac{0,0613 \cdot 95,3^2}{5,86 \cdot 0,58 \cdot 0,02 \cdot 0,981 \cdot 10^6} = 83,2 \text{ кг/см}^2;$$

б) у внутреннего диаметра сердечника ротора

$$\sigma_{i0} = \frac{\gamma\omega^2}{4g}\left[(3+\mu)R_0^2 + (1-\mu)r_0^2\right] + \sigma_0 \frac{R_0^2}{R_0^2 - r_0^2}\left(1 + \frac{r_0^2}{r_0}\right) =$$

$$= \frac{7,55 \cdot 1620^2}{4 \cdot 981}\left[(3 + 0,27)\,5,51^2 + (1 - 0,27)\,4,5^2\right] + 40,4\,\frac{5,51^2}{5,51^2 - 4,5^2}\,(1 + 1) =$$

$$= \frac{7,55 \cdot 1620^2}{4 \cdot 981}\,(99,4 + 14,8) + \frac{40,4 \cdot 5,51^2 \cdot 2}{10,15} = 577 + 242 = 819\,\frac{\text{кг}}{\text{см}^2}.$$

XIII. Тепловой расчет генератора

Линейная нагрузка

$$A = \frac{2I_1 w + 2I_{\text{в}} w_{\text{в}}}{\pi D_{i1}} = \frac{2 \cdot 9,25 \cdot 92 \cdot 3 + 2 \cdot 45,4 \cdot 30}{\pi \cdot 12,5} = \frac{7820}{3,14 \cdot 12,5} = 199 \cdot 10^2\,\frac{\text{А}}{\text{м}}.$$

Превышение температуры пазовой изоляции

$$Q_{\text{и}} = \frac{A \Delta t_1 \delta_{\text{и}}}{6,4 \varPi_1} = \frac{199 \cdot 8,91 \cdot 3,27 \cdot 0,54}{6,4 \cdot 5,6} = 8,74\,^\circ\text{C}.$$

Удельный теплопроводный поток поверхности якоря

$$a_c = \frac{P_{c.c} + 0,5P_{лоб} + P_{м1} + P_{м2}}{\pi D_{a1} l_1} = \frac{28 + 28 + 137 + 100 + 177 + 65}{3,14 \cdot 18 \cdot 8,5} =$$

$$= 1,115 \text{ Вт/см}^2;$$

$$\alpha_л = \alpha (1 + 0,1 U_в) = 3,3 \cdot 10^{-3} (1 + 0,1 \cdot 35) = 14,9 \cdot 10^{-3}.$$

Превышение температуры поверхности якоря

$$Q_a = a_c / \alpha_л = 1,115/14,9 \cdot 10^{-3} = 74,9° \text{ C}.$$

Удельный теплопроводный поток лобовой части обмотки

$$a_л = A \Delta t_1 / (400 П_1) = 199 \cdot 8,91 \cdot 3,27 / (400 \cdot 5,6) = 0,25 \text{ Вт/см}^2.$$

Превышение температуры лобовой части обмотки якоря

$$Q_л = \frac{a_л}{1,33 \cdot 10^{-3} (1 + 0,05 U_в)} = \frac{0,25}{1,33 \cdot 10^{-3} (1 + 0,05 \cdot 35)} = 68,5° \text{ C}.$$

Превышение температуры обмотки статора

$$Q_c = \frac{(Q_u + Q_a) l_1 + (Q_u + Q_л) l}{l_1 + l_л} = \frac{(8,7 + 74,9)\, 8,5 + (8,7 + 68,5)\, 13,7}{13,7 + 8,5} =$$

$$= \frac{711 + 1059}{22,2} = 80° \text{ C}.$$

Перегревы не превышают допустимых.

§ 4.3. АНАЛИЗ РЕЖИМА САМОВОЗБУЖДЕНИЯ ГЕНЕРАТОРА-МОДУЛЯТОРА

Самовозбуждение электрической машины при работе на емкостную нагрузку является одной из форм параметрического резонанса. Параметрический резонанс возникает в колебательной системе в результате периодического изменения каких-либо ее параметров. В электрической машине такими параметрами являются индуктивности и взаимные индуктивности обмотки, зависящие от угла поворота ротора.

Электрическая машина является системой с периодически изменяющимися параметрами. Не случайно поэтому, что многие исследователи занимались вопросом параметрического возбуждения применительно к электрическим машинам.

Анализ явлений параметрического резонанса приводит к дифференциальным уравнениям с переменными коэффициентами, решение и исследование которых крайне затруднительно. Доказано, что для системы дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами всегда может быть найдено такое линейное преобразование переменных, которое приведет к системе дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами. Нахождение такого преобразования представляет, однако, очень сложную задачу, до настоящего времени решенную лишь для немногих частных случаев.

Применительно к электрической машине таким преобразованием в случае симметрии схемы является преобразование Блонделя. Считая скорость вращения ротора заданной и не зависящей от режима работы генератора, можно составить систему дифференциальных уравнений, характеризующих электромагнитные процессы, возникающие в цепях якоря и индуктора при любых режимах работы явнополюсного синхронного генератора:

$$\left.\begin{aligned} & d\Psi_a/dt+i_a r_a+u_a=0; \\ & d\Psi_b/dt+i_b r_b+u_b=0; \\ & d\Psi_c/dt+i_c r_c+u_c=0; \\ & d\Psi_f/dt+i_f r_f+u_f=0. \end{aligned}\right\} \qquad (4.32)$$

Схема, соответствующая этой системе дифференциальных уравнений, приведена на рис. 4.9. Смысл обозначений ясен из рисунка.

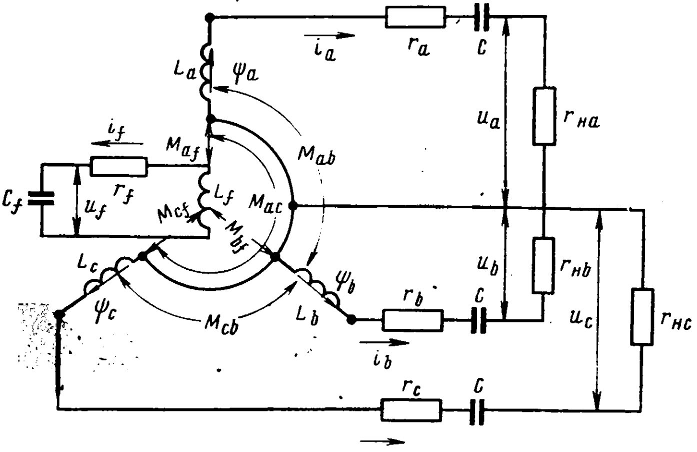

Рис. 4.9. Схема к выводу дифференциальных уравнений генератора-модулятора

Выражая потокосцепления фаз через токи фаз и ток обмотки возбуждения, получим:

$$\left.\begin{aligned} & \Psi_a=L_a i_a+M_{ab} i_b+M_{ac} i_c+M_{af} i_f; \\ & \Psi_b=M_{ba} i_a+L_b i_b+M_{bc} i_c+M_{bf} i_f; \\ & \Psi_c=M_{ca} i_a+M_{cb} i_b+L_c i_c+M_{cf} i_f; \\ & \Psi_f=M_{fa} i_a+M_{fb} i_b+M_{fc} i_c+L_f i_f. \end{aligned}\right\} \qquad (4.33)$$

Здесь коэффициенты взаимоиндукции $M_{af}=M_{fa}$, $M_{bf}=M_{fb}$ и $M_{cf}=M_{fc}$ являются переменными величинами, зависящими от угла поворота ротора. Остальные коэффициенты в общем случае также зависят от угла поворота ротора. В рассматриваемом генераторе коэффициенты L_a, L_b, L_c, L_f и M_{ab}, M_{ac}, M_{bc} с большой точностью можно считать постоянными. Значения L_a, L_b, L_c, L_f обычно мало отличаются друг от друга так же, как и значения M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}. Поэтому обычно принимают

$$\left.\begin{aligned} &L_a=L_b=L_c=L_0;\\ &M_{ab}=M_{ac}=M_{bc}=M. \end{aligned}\right\} \tag{4.34}$$

В высокочастотных индукторных генераторах несимметрия фаз может быть довольно большой, однако в первом приближении ею можно пренебречь. То же самое относится и к коэффициентам взаимной индукции контуров фаз и контура возбуждения — M_{af}, M_{bf}, M_{cf}. С достаточной точностью можно принять, что

$$\left.\begin{aligned} &M_{af}=m_a\cos p\varphi;\\ &M_{bf}=m_b\cos(p\varphi-\rho_b);\\ &M_{cf}=m_c\cos(p\varphi+\rho_c). \end{aligned}\right\} \tag{4.35}$$

Обычно считают, что

$$\left.\begin{aligned} &m_a=m_b=m_c=m;\\ &\rho_b=\rho_c=\rho=120^\circ. \end{aligned}\right\} \tag{4.36}$$

Следует помнить, что в индукторных генераторах, аналогичных рассматриваемому генератору, несимметрия может быть весьма велика. Напряжения на фазах нагрузки могут быть связаны с токами фаз дифференциально-интегральными уравнениями. В схеме источника постоянной частоты генератор работает на выпрямитель, поэтому связь между током и напряжением фазы усложняется существенной нелинейностью входного сопротивления выпрямителя. Кроме того, несимметрия напряжений и внутренних сопротивлений отдельных фаз в этом случае приведет к различным углам коммутации в разных фазах выпрямителя, что еще более осложнит картину. В первом приближении следует пренебречь и этим. Несимметрией схемы компенсации, которая неизбежна в производстве, также можно пренебречь.

С учетом всех отмеченных приближений система уравнений (4.33) представится в виде:

$$\left.\begin{aligned} &\Psi_a=L_0i_a+Mi_b+Mi_c+m\cos(\omega_{\text{вр}}t)\,i_f;\\ &\Psi_b=Mi_a+L_0i_b+Mi_c+m\cos(\omega_{\text{вр}}t-\rho)\,i_f;\\ &\Psi_c=Mi_a+Mi_b+L_0i_c+m\cos(\omega_{\text{вр}}t+\rho)\,i_f;\\ &\Psi_f=m\cos(\omega_{\text{вр}}t)\,i_a+m\cos(\omega_{\text{вр}}t-\rho)\,i_b+\\ &\qquad+m\cos(\omega_{\text{вр}}t+\rho)\,i_c+L_fi_f. \end{aligned}\right\} \tag{4.37}$$

Если теперь в (4.32) подставим значения Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c, Ψ_f из (4.37), то получим систему уравнений с переменными коэффициентами.

Для того чтобы получить систему с постоянными коэффициентами, введем новые переменные:

$$\left.\begin{aligned} i_d &= \frac{2}{3}\left[i_a \cos \omega_{\text{вр}} t + i_b \cos(\omega_{\text{вр}} t - \rho) + i_c \cos(\omega_{\text{вр}} t + \rho)\right]; \\ i_q &= \frac{2}{3}\left[i_a \sin \omega_{\text{вр}} t + i_b \sin(\omega_{\text{вр}} t - \rho) + i_c \sin(\omega_{\text{вр}} t + \rho)\right]. \end{aligned}\right\} \quad (4.38)$$

Переход от трех неизвестных к двум неизвестным возможен, поскольку при соединении фаз в звезду с изолированной нейтралью всегда выполняется равенство

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (4.39)$$

Решая уравнения (4.38) и (4.39) относительно i_a, i_b, i_c, получим

$$\left.\begin{aligned} i_a &= i_d \cos \omega_{\text{вр}} t + i_q \sin \omega_{\text{вр}} t; \\ i_b &= i_d \cos(\omega_{\text{вр}} t - \rho) + i_q \sin(\omega_{\text{вр}} t - \rho); \\ i_c &= i_d \cos(\omega_{\text{вр}} t + \rho) + i_q \sin(\omega_{\text{вр}} t + \rho). \end{aligned}\right\} \quad (4.40)$$

Подставим выражения для токов i_a, i_b, i_c в (4.37). При этом запишем:

$$\left.\begin{aligned} \Psi_a &= \Psi_d \cos \omega_{\text{вр}} t + \Psi_q \sin \omega_{\text{вр}} t; \\ \Psi_b &= \Psi_d \cos(\omega_{\text{вр}} t - \rho) + \Psi_q \sin(\omega_{\text{вр}} t - \rho); \\ \Psi_c &= \Psi_d \cos(\omega_{\text{вр}} t + \rho) + \Psi_q \sin(\omega_{\text{вр}} t + \rho); \\ \Psi_f &= \frac{3}{2} m i_d + L_f i_f. \end{aligned}\right\} \quad (4.41)$$

Здесь

$$\Psi_d = L i_d + m i_f; \quad \Psi_q = L i_q; \quad L = L_0 - M. \quad (4.42)$$

Подставляя в (4.32) значения токов из (4.40), значения потокосцеплений из (4.41) и учитывая (4.42), получим:

$$\left.\begin{aligned} &\left(L \frac{di_d}{dt} + m \frac{di_f}{dt} + \omega_{\text{вр}} L i_q + r_a i_d\right) \cos \omega_{\text{вр}} t + \\ &\qquad + u_a + \left(L \frac{di_q}{dt} - \omega_{\text{вр}} L i_d - \omega_{\text{вр}} m i_f + r_a i_q\right) \sin \omega_{\text{вр}} t = 0; \\ &\left(L \frac{di_d}{dt} + m \frac{di_f}{dt} + \omega_{\text{вр}} L i_q + r_b i_d\right) \cos(\omega_{\text{вр}} t - \rho) + \\ &\qquad + \left(L \frac{di_q}{dt} - \omega_{\text{вр}} L i_d - \omega_{\text{вр}} m i_f + r_b i_q\right) \sin(\omega_{\text{вр}} t - \rho) + u_b = 0; \end{aligned}\right\} \quad (4.43)$$

$$\left.\begin{aligned}&\left(L\frac{di_d}{dt}+m\frac{di_f}{dt}+\omega_{\text{вр}}Li_q+r_ci_d\right)\cos(\omega_{\text{вр}}t+\rho)+\\&+\left(L\frac{di_q}{dt}-\omega_{\text{вр}}Li_d-\omega_{\text{вр}}mi_f+r_ci_q\right)\sin(\omega_{\text{вр}}t+\rho)+u_c=0;\\&\frac{3}{2}m\frac{di_d}{dt}+L_f\frac{di_f}{dt}+r_fi_f+u_f=0.\end{aligned}\right\}\quad(4.43)$$

В случае, если нагрузка представляет последовательное соединение емкости и сопротивления, можно, объединяя падение напряжения на сопротивлении нагрузки и активной части внутреннего сопротивления фазы, записать

$$u_a=\frac{1}{C}\int_0^t i_a dt+u_{c0}.$$

Аналогичные выражения можно записать для u_b, u_c и u_f.

Подставим значения напряжений в (4.40) и продифференцируем полученные уравнения. Тогда уравнение для фазы a примет вид

$$\begin{aligned}&\left(L\frac{d^2i_d}{dt^2}+r\frac{di_d}{dt}-i_d\omega_{\text{вр}}^2L+\frac{1}{C}i_d+2\omega_{\text{вр}}L\frac{di_q}{dt}+i_q\omega_{\text{вр}}r+\right.\\&\left.+\frac{d^2i_f}{dt^2}m\right)\cos\omega_{\text{вр}}t+\\&+\left(-2\omega_{\text{вр}}L\frac{di_d}{dt}-\omega_{\text{вр}}ri_d+L\frac{d^2i_q}{dt^2}+r\frac{di_q}{dt}-\omega_{\text{вр}}^2Li_q+\right.\\&\left.+\frac{1}{C}i_q-2\omega_{\text{вр}}m\frac{di_f}{dt}\right)\sin\omega_{\text{вр}}t=0.\end{aligned}\quad(4.44)$$

Здесь $r=r_a+r_н$.

Уравнения для фаз b и c будут отличаться тем, что в аргументе синуса будет прибавляться или вычитаться ρ. Для того чтобы такая система уравнений удовлетворялась, необходимо и достаточно иметь следующие равенства:

$$\left.\begin{aligned}&\left(L\frac{d^2i_d}{dt^2}+r\frac{di_d}{dt}-\omega_{\text{вр}}^2Li_d+\frac{1}{C}i_d+\right.\\&\left.+2\omega_{\text{вр}}L\frac{di_q}{dt}+\omega_{\text{вр}}ri_q+m\frac{d^2i_f}{dt^2}-\omega_{\text{вр}}^2mi_f\right)=0;\\&\left(-2\omega_{\text{вр}}L\frac{di_d}{dt}-\omega_{\text{вр}}ri_d+L\frac{d^2i_q}{dt^2}+r\frac{di_q}{dt}-\right.\\&\left.-\omega_{\text{вр}}^2Li_q+\frac{1}{C}i_q-2\omega_{\text{вр}}m\frac{di_f}{dt}\right)=0.\end{aligned}\right\}\quad(4.45)$$

Уравнение для контура возбуждения после подстановки u_f и дифференцирования примет вид

$$\frac{3}{2} m \frac{d^2 i_d}{dt^2} + L_f \frac{d^2 i_f}{dt^2} + r_f \frac{d i_f}{dt} + \frac{1}{C} i_f = 0. \tag{4.46}$$

Чтобы выяснить возможность самовозбуждения генератора, необходимо проанализировать систему уравнений на устойчивость. В рассматриваемом случае, однако, факт неустойчивости системы сам по себе еще ничего не означает. Для того чтобы самовозбуждающуюся систему можно было применить в качестве генератора-модулятора, необходимо на границе самовозбуждения в контуре возбуждения иметь незатухающий синусоидальный ток I_f с частотой $\omega_0 = 400$ Гц.

Поскольку уравнение (4.46) линейно, токи i_d и i_q должны быть синусоидальны и иметь частоту $\omega_0 = 400$ Гц.

Вводя комплексы токов $\dot{I}_d$, $\dot{I}_q$ и $\dot{I}_f$, получим:

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{I}_d\left(j^2\omega_0^2 L + j\omega_0 r - \omega_{\text{вр}}^2 L + \frac{1}{C}\right) + \dot{I}_q\,(2j\omega_0\omega_{\text{вр}} L + \omega_{\text{вр}} r) + \\
&\qquad + \dot{I}_f\,(j^2\omega_0^2 m - \omega_{\text{вр}}^2 m) = 0; \\
&\dot{I}_d\,(-2j\omega_0\omega_{\text{вр}} L - \omega_{\text{вр}} r) + \dot{I}_q\left(j^2\omega_0^2 L + j\omega_0 r - \omega_{\text{вр}}^2 L + \frac{1}{C}\right) + \\
&\qquad + \dot{I}_f\,(-2j\omega_0\omega_{\text{вр}} m) = 0; \\
&\dot{I}_d\left(j^2\omega_0^2 \frac{3}{2} m\right) + \dot{I}_f\left(j^2 m\omega_0^2 L_f + j\omega_0 r_f + \frac{1}{C_f}\right) = 0.
\end{aligned}\right\} \tag{4.47}$$

Эта система однородных алгебраических уравнений удовлетворяется лишь в том случае, если ее определитель равен нулю. Раскрывая определитель и группируя его по степеням сомножителя $j\omega_0/\omega_{\text{вр}}$, получим

$$\begin{aligned}
\Delta_0 = a_0\left(j\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вр}}}\right)^6 + a_1\left(j\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вр}}}\right)^5 + a_2\left(j\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вр}}}\right)^4 + \\
+ a_3\left(j\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вр}}}\right)^3 + a_4\left(j\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вр}}}\right)^2 + a_5\left(j\frac{\omega_0}{\omega_{\text{вр}}}\right) + a_6 = 0.
\end{aligned} \tag{4.48}$$

Здесь:

$$\left.\begin{aligned}
&a_0 = x_1 x_1'; \\
&a_1 = r(x_1 + x_1') + x_1^2 \rho_{f1}; \\
&a_2 = 2x_1 x_1' + x_{C1}(x_1 + x_1') + 2x_1 r \rho_f + r^2 + x_1^2 \lambda_{f1}; \\
&a_3 = 2x_{C1} + x_1 + x_1' + \rho_{f0}(2x_1^2 + 2x_1 x_{C1} + r^2) + 2r x_1 \lambda_{f1};
\end{aligned}\right\} \tag{4.49}$$

$$\left.\begin{aligned} a_4 &= (x_{C1}-x_1)(x_{C1}-x_1')+\rho_{f1}r(2x_{C1}+2x_1)+ \\ &\quad +\lambda_{f1}(2x_1^2+2x_1x_{C1}+r^2); \\ a_5 &= \rho_{f1}[(x_{C1}-x_1)^2+r^2]+\lambda_{f1}r(2x_{C1}+2x_1); \\ a_6 &= \lambda_{f1}[(x_{C1}-x_1)^2+r^2]. \end{aligned}\right\} \quad (4.49)$$

В выражениях (4.49)

$$\left.\begin{aligned} x_1 &= \omega_{вр}L; \\ x_1' &= \omega_{вр}L\left(1-\frac{3}{2}\cdot\frac{m^2}{LL_f}\right); \\ x_{C1} &= 1/(\omega_{вр}C); \\ P_{f1} &= r_f/(\omega_{вр}L_f); \\ \lambda_{f1} &= (1/\omega_{вр}C_1)/(\omega_{вр}L_f). \end{aligned}\right\} \quad (4.50)$$

Определитель Δ_0 совпадает с характеристическим уравнением системы в предположении, что $p=j\omega_0/\omega_{вр}$. Этот определитель и исследуется обычно при анализе условий самовозбуждения электрических машин, работающих на емкостную нагрузку. В данном случае использование определителя такого вида неоправданно, поскольку частота $\omega_{вр}$ является переменной, а частота ω_0, которая обычно получается в результате решения характеристического уравнения, задана. Поэтому желательно преобразовать выражения (4.49) к виду, при котором они не зависят в скрытой форме от $\omega_{вр}$.

Проведем преобразование, для чего разделим действительную и мнимую части уравнения (4.48) и приравняем их по отдельности нулю. При этом получим

$$\begin{aligned} &-\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^6\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2 xx'+\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^4\times \\ &\times 2\left[\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2 xx'+x_C(x+x')+2xr\rho_f+x^2\lambda_f+r^2\right]- \\ &-\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2\left\{\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2 x_C^2+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2 xx'-x_Cx-x_Cx'+r\rho_f\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)\times\right. \\ &\left.\times\left[2x_C\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)+2x\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)\right]+\lambda_f\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2\left[2x^2\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2+2xx_C+r^2\right]\right\}+ \\ &+\lambda_f\left[x_C^2\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^4-2xx_C\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2+x^2+\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2 r\right]=0; \quad (4.51) \end{aligned}$$

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^5\left[r(x+x')\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)+x^2\rho_f\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)\right]-\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^3\left\{2rx_C\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)+\right.$$

$$+r(x+x')\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)+\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)\rho_f\left[2x^2\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2+2xx_C+r^2\right]+$$

$$\left.+\lambda_f\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)2rx\right\}+\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)\left\{\rho_f\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)\left[x_C^2\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2-2x_Cx+\right.\right.$$

$$\left.\left.+x^2\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2+r^2\right]+\lambda_f\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)^2\left[2rx_C\left(\frac{\omega_0}{\omega_{вр}}\right)+2rx\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)\right]\right\}=0. \quad (4.52)$$

В уравнениях (4.51) и (4.52):

$$\left.\begin{aligned}
&x=\omega_0 L; && x_C=\frac{1}{\omega_0 C};\\
&x'=\omega_0 L\left(1-\frac{3}{2}\cdot\frac{m^2}{LL_f}\right); && x_f=\omega_0 L_f;\\
&\rho_f=\frac{r_f}{\omega_0 L_f}; && x_{Cf}=\frac{1}{\omega_0 C_f}.\\
&\lambda_f=\frac{1/\omega_0 C_f}{\omega_0 L_f};
\end{aligned}\right\} \quad (4.53)$$

Группируя члены уравнений (4.53) относительно ρ_f и λ_f, получим систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
&\rho_f r\left[2x-2x_C-2x\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2\right]+\lambda_f\left[x^2-2xx_C+x_C^2-r^2+\right.\\
&\left.+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2(r^2-2x^2-2xx_C)+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^4x^2\right]=\left[xx'-x'x_C-\right.\\
&-xx_C+x_C^2-r^2+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2(r^2-2xx'-xx_C-x'x_C)+\\
&\left.+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^4xx'\right];\\
&\rho_f\left[x^2-2xx_C+x_C-r^2+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)(r^2-2x^2-2xx_C)+\right.\\
&\left.+\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^4x^2\right]+\lambda_f r\left[-2x+2x_C+2x\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2\right]=\\
&=r\left[-x-x'+2x_C+x\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2+x'\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)^2\right].
\end{aligned}\right\} \quad (4.54)$$

Решая эти уравнения относительно ρ_f и λ_f, найдем значения сопротивления и емкости в цепи возбуждения, обеспечивающие в соответствующем режиме получение схемы на границе самовозбуждения. Эти зависимости являются регулировочными характеристиками системы. В случае, если регулирование ведется по цепи якоря, уравнения (4.49) и (4.50) должны быть раскрыты относительно соответствующего параметра. Из уравнений (4.54) имеем

$$\rho_f = \Delta\rho_f/\Delta; \quad \lambda_f = \Delta\lambda_f/\Delta. \tag{4.55}$$

Здесь

$$\Delta = \begin{vmatrix} x^2 - 2xx_C + x_C^2 - r^2\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 (r^2 - 2x^2 - 2xx_C) + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 x^2 & r\left[2x - 2x_C + 2x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right] \\ -r\left[2x - 2x_C + 2x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right] & \begin{matrix} x^2 - 2xx_C + x_C^2 - r^2 + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 \times \\ \times (r^2 - 2x^2 - 2xx_C) + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 x^2 \end{matrix} \end{vmatrix} =$$

$$= \left[x^2 - 2xx_C + x_C^2 - r^2 + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 (r^2 - 2x^2 - 2xx_C) + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 x^2\right]^2 + 4r^2\left[x - x_C - x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right]^2 = r^4(\lambda - 1)^2 +$$
$$+ 2x_C^2 r^2(\lambda + 1) + x_C^4 - 4xx_C[r^2(\lambda - 1)^2 + x_C^2(\lambda + 1)] + 2x^2[r^2(\lambda^2 - \lambda^2 - \lambda + 1) + x_C^2(3\lambda^2 + 2\lambda + 3)] -$$
$$- 4x^3 x_C(\lambda^3 - \lambda^2 - \lambda + 1) + x^4(\lambda - 1)^4; \tag{4.56}$$

$$\Delta\lambda_f = \begin{vmatrix} xx' - x'x_C - xx_C + x_C^2 - r^2\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 \times & r\left[2x - 2x_C + 2x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right] \\ \times(r^2 - 2xx' - xx_C - x'x_C) + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 xx' & \\ -r\left[x + x' - 2x_C + x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 + x'\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 +\right. & x^2 - 2xx_C + x_C^2 - r^2 + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 (r^2 - 2x^2 - 2xx_C) + \\ \left. + x'\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right] & + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 x^2 \end{vmatrix} =$$

$$= r^4(\lambda - 1)^2 + 2x_C^2 r^2(\lambda + 1) + x_C^4 - (3xx_C + x'x_C)[r^2(\lambda - 1)^2 + x_C^2(\lambda + 1)] + (x^2 + xx')\, r^2(\lambda^3 - \lambda^2 - \lambda + 1) +$$
$$+ x_C^2(3\lambda^2 + 2\lambda + 3) - (3x^2x' + x^3)\, x_C(\lambda^3 - \lambda^2 - \lambda + 1) + x'x^3(\lambda - 1)^4; \qquad (4.57)$$

$$\Delta\rho_f = \begin{vmatrix} x^2 - 2xx_C + x_C^2 - r^2 + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 \times & xx' - x'x_C - xx_C + x_C^2 - r^2 + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 \times \\ \times(r^2 - 2x^2 - 2xx_C) + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 x^2 & \times(r^2 - 2xx' - xx_C - x'x_C) + \left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^4 xx' \\ -r\left[2x - 2x_C + 2x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right] & r\left[-x - x' + 2x_C + x\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2 + x'\left(\frac{\omega_{\text{вр}}}{\omega_0}\right)^2\right] \end{vmatrix} =$$

$$= r(x - x')[\lambda^3x^2 + \lambda^2(-3x^2 + 2xx_C) + \lambda(3x^2 - 4x_Cx - 3x_C^2) + (x - x_C)^2 - r^2(\lambda - 1)^2]. \qquad (4.58)$$

В этих выражениях $\lambda=(\omega_{вр}/\omega_0)^2$.

Наибольший интерес представляет определитель $\Delta\rho_f$. Из его рассмотрения можно сделать следующие выводы.

1. Определитель $\Delta\rho_f=0$, если $r=0$. Это можно объяснить тем, что при отсутствии активного сопротивления в контурах фаз приведенное активное сопротивление контура возбуждения будет равно его собственному активному сопротивлению. Для существования незатухающего тока I_f необходимо, чтобы $r_f=0$.

2. Определитель $\Delta\rho_f=0$, если

$$[\lambda^3x^2(-3x^2+2x_C)+\lambda(3x^2-4xx_C-3x_C^2)-$$
$$-(x-x_C)^2-r^2(\lambda-1)^2]=0. \qquad (4.59)$$

Решая (4.59) относительно r, получим граничное значение сопротивления фазы. При большем r самовозбуждение невозможно.

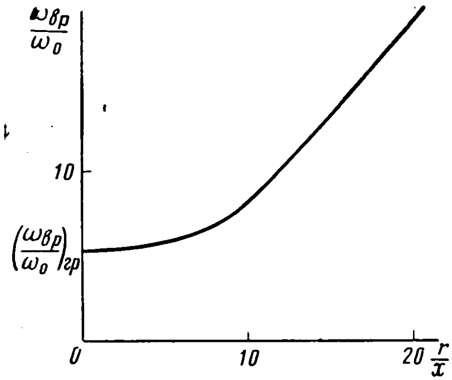

Рис. 4.10. Граничная кривая самовозбуждения машины в координатах ($\omega_{вр}/\omega_0$, r/x) при $x_c/x=25$

Зависимость граничного значения r/x от $\omega_{вр}/\omega_0$ приведена на рис. 4.10. На рис. 4.11 показана зависимость граничного значения r/x_0 от x_{C0}/x_0 при $\omega_0=\text{const}$ и отсутствии емкости в цепи возбуждения. Переход к координатам $\omega_{вр}/\omega_0$ и r/x осуществляется с помощью выражений

$$\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}=\sqrt{\frac{x_{C0}x}{x_0x_C}}; \quad \frac{r}{x}=\frac{r}{x_0}\sqrt{\frac{x_{C0}}{x_0}\cdot\frac{x}{x_C}}. \qquad (4.60)$$

С учетом этого преобразования зависимость, приведенная на рис. 4.10, аналогична зависимости, приведенной на рис. 4.11, при $\rho_f\neq0$. Это можно объяснить тем, что даже при отсутствии активного сопротивления в контуре возбуждения в нем остается реактивное сопротивление емкости.

Граничное значение $x_{C0}/x_0=(x_{C0}/x_0)_{гр}$, при котором возможно самовозбуждение, равно 1,0 (см. рис. 4.11). Это соответствует значению $\omega_{вр}/\omega_0=\sqrt{x_{C0}/x_0}$ (см. рис. 4.10). При этом граничное значение $\omega_{вр}/\omega_0=(\omega_{вр}/\omega_0)_{гр}\neq\sqrt{x_{C0}/x_0}$. Точное выражение для $(\omega_{вр}/\omega_0)_{гр}$ через x_C/x весьма сложно. В пределах реального диапазона частот зависимость $(\omega_{вр}/\omega_0)_{гр}$ от x_{C0}/x_0 с точностью до второго знака может быть определена как $(\omega_{вр}/\omega_0)^2_{гр}=x_{C0}/x_0+2$, а с точностью до четвертого знака — как $\left(\frac{\omega_{вр}}{\omega_0}\right)_{гр}=x_{C0}/x_0+2-\frac{1,2}{x_{C0}/x_0+1,2}$.

Точное значение x_C/x по заданной величине $(\omega_{вр}/\omega_0)^2{}_{гр} = \lambda_{гр}$ может быть найдено из выражения

$$\frac{x_{C0}}{x_0} = \frac{(\lambda_{гр} - 1)^2 + 2(\lambda_{гр} - 1)\sqrt{\lambda_{гр}(\lambda_{гр} - 1)}}{1 + 3\lambda_{гр}}.$$

Смещение $(x_{C\,0}/x_0)_{гр}$ можно объяснить тем, что на рис. 4.11 строится граница самовозбуждения вообще, причем скорость развития процесса допускается сколь угодно малой. На рис. 4.10 построена граница самовозбуждения на частоте ω_0 при достаточно большой скорости развития процесса. Поэтому граничное значение $(x_{C\,0}/x_0)_{гр}$ на (рис. 4.11) оказывается уже внутри области самовозбуждения.

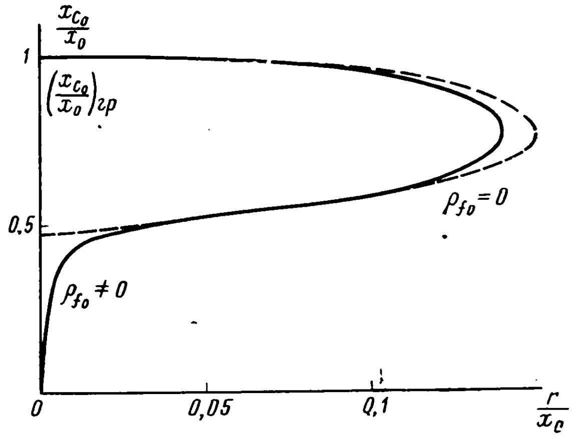

Рис. 4.11. Граничная кривая самовозбуждения машины в координатах

3. Поскольку реально при регулировании нельзя сделать r_f меньше определенного значения $r_{f\,0}$, то практически границей будет кривая $\rho_1 = r_{f\,0}/x_f$. Так как определитель Δ не зависит от x', то величина ρ_f прямо пропорциональна $(x - x')$. Таким образом, практическая граница самовозбуждения полностью определится отношением

$$\alpha = \frac{r_{f0}x}{x_f(x - x')} = \frac{r_{f0}}{x_f\mu}, \qquad \text{где } \mu = \frac{3}{2}\cdot\frac{m^2}{LL_f}.$$

Уравнение границы самовозбуждения при этом имеет вид

$$\alpha = \frac{\bar{r}\left[-\bar{x}_C^2(1 + 3\lambda) + 2x_C(\lambda - 1)^2 + (\lambda - 1)^3 - \bar{r}^2(\lambda - 1)^2\right]}{\bar{\Delta}}. \quad (4.61)$$

Здесь:

$$
\left.\begin{aligned}
&\bar{x}_C = x_C/x; \quad \bar{r} = r/x;\\
&\bar{\Delta} = \bar{r}^4(\lambda-1)^2 + 2\bar{x}_C\bar{r}^2(\lambda+1) + \bar{x}_C^4 -\\
&\qquad - 4\bar{x}_C[\bar{r}^2(\lambda-1)^2 + \bar{x}_C^2(\lambda+1)] + 2\bar{r}^2(\lambda^3-\lambda^2-\lambda+1) +\\
&\qquad + 2\bar{x}_C^2(3\lambda^2+2\lambda+3) - 4\bar{x}_C(\lambda^3-\lambda^2-\lambda+1) + (\lambda-1)^4.
\end{aligned}\right\} \quad (4.62)
$$

Об определителе Δ можно сказать следующее.

Поскольку в определитель Δ входит величина λ^4, а в определитель $\Delta\rho_f$ — только λ^3, то ρ_f и α при росте λ будут быстро уменьшаться. Определитель Δ равен сумме квадратов двух величин, поэтому он всегда положителен. Следовательно, ρ_f и λ_f нигде не обращаются в бесконечность.

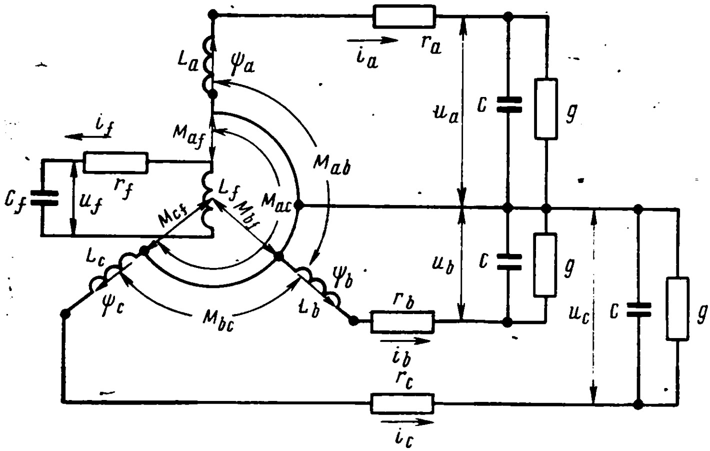

Рис. 4.12. Схема работы генератора-модулятора в режиме самовозбуждения

Полученные результаты удобны для сравнения с данными, имеющимися в литературе. Для практического применения генератора эти результаты нуждаются в дополнительной обработке.

Нагрузка всегда включается параллельно к источнику напряжения, и проводимость ее меняется от нуля до какого-то максимального значения. Поэтому практически применима схема, показанная на рис. 4.12. Кроме того, возможно использование более сложных схем компенсации. Для улучшения регулировочных характеристик может быть применена последовательно-параллельная схема включения конденсаторов. Вывод уравнений для каждой конкретной схемы проводится отдельно, однако можно использовать полученные результаты.

Дифференциальные уравнения генератора получаются из схемы замещения (рис. 4.13)

$$\sum U_q + j\sum U_d = 0; \quad \sum U_f = 0. \tag{4.63}$$

Составляя такие уравнения для схемы (см. рис. 4.9), необходимо в качестве $z_н(j\omega_{вр}+p)$ подставить

$$z_н = r_н + \frac{\omega_0}{j(\omega_{вр}+\omega_0)\omega_0 C} = r_н - j\,\frac{\omega_0}{\omega_{вр}+\omega_0}\,x_C. \tag{4.64}$$

В общем случае

$$z_н = r_н[(\omega_{вр}+\omega_0), g] + jx_н[(\omega_{вр}+\omega_0), g]. \tag{4.65}$$

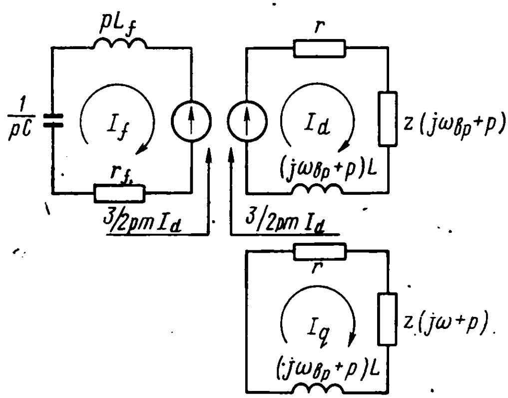

Рис. 4.13. Расчетные схемы замещения d и q трехфазной симметричной цепи синхронной машины

Таким образом, во всех полученных уравнениях следует подставлять

$$r_н = r_н[(\omega_{вр}+\omega_0), g];$$

$$x_C = -x_н[(\omega_{вр}+\omega_0), g](\omega_{вр}+\omega_0)/\omega_0. \tag{4.66}$$

Проведем замену для схемы, показанной на рис. 4.12, принимая в первом приближении $r_a=r_b=r_c=0$. В этом случае

$$\left.\begin{aligned} z_н &= \frac{1}{g+j(\omega_{вр}+\omega_0)C} = \frac{g}{g^2+(\omega_{вр}+\omega_0)^2C^2} - j\,\frac{(\omega_{вр}+\omega_0)C}{g^2+(\omega_{вр}+\omega_0)^2C^2};\\ r_н &= \frac{gx_C^2}{g^2x_C^2+(1+\delta)^2}; \quad x_C^2 = \frac{x_C(1+\delta)^2}{g^2x_C^2+(1+\delta)^2}.\end{aligned}\right\} \tag{4.67}$$

Здесь $\delta = \omega_{вр}/\omega_0$.

Подставляя значения для $r_н$ и x_C в (4.53), после несложных преобразований получим

$$\Delta = \frac{A - 4x(B + C) + 2x^2(D + E) - 4x^3\Gamma + x^4G}{\left[g^2x_{C0}^2 + (1+\delta)^2\right]^4};$$

$$\Delta\lambda_f = \frac{A - (3x + x')(B + C) + (x^2 + xx')(D + E) - (3x'x^2 + x^3)F + x'x^3G}{\left[g^2x_{C0}^2 + (1+\delta)^2\right]^4}. \quad (4.68)$$

Здесь:

$$A = \delta^8x_{C0}^4 + \delta^7 8x_{C0}^4 + \delta^6(28x_{C0}^4 + 2x_{C0}^6g^2) +$$
$$+ \delta^5(56x_{C0}^4 + 8x_{C0}^6g^2) + \delta^4(70x_{C0}^4 + 14x_{C0}^6g^2 + g^4x_{C0}^8) +$$
$$+ \delta^3(56x_{C0}^4 + 16x_{C0}^6g^2) + \delta^2(28x_{C0}^4 + 14x_{C0}^6g^2 - 2g^4x_{C0}^8) +$$
$$+ \delta(8x_{C0}^4 + 8x_{C0}^6g^2) + (x_{C0}^4 + 2x_{C0}^6g^2 + g^4x_{C0}^8);$$

$$B + C = \delta^{10}x_{C0}^3 + \delta^9 8x_{C0}^3 + \delta^8(29x_{C0}^3 + g^2 2x_{C0}^5) +$$
$$+ \delta^7(64x_{C0}^3 + 10g^2x_{C0}^5) + \delta^6(98x_{C0}^3 + 20g^2x_{C0}^5 + g^4x_{C0}^7) +$$
$$+ \delta^5(112x_{C0}^3 + 22g^2x_{C0}^5 + 2g^4x_{C0}^7) + \delta^4(98x_{C0}^3 + 20g^2x_{C0}^5 - g^4x_{C0}^7) +$$
$$+ \delta^3(64x_{C0}^3 + 22g^2x_{C0}^5 - 4g^4x_{C0}^7) + \delta^2(29x_{C0}^3 + 20g^2x_{C0}^5 - g^4x_{C0}^7) +$$
$$+ \delta^1(8x_{C0}^3 + 10g^2x_{C0}^5 + 2g^4x_{C0}^7) +$$
$$+ (x_{C0}^3 + 2g^2x_{C0}^5 + g^4x_{C0}^7);$$

$$D + E = \delta^{12}3x_{C0}^2 + \delta^{11}24x_{C0}^2 + \delta^{10}(86x_{C0}^2 + 7g^2x_{C0}^4) +$$
$$+ \delta^9(184x_{C0}^2 + 40g^2x_{C0}^4) + \delta^8(269x_{C0}^2 + 99g^2x_{C0}^4 + 5g^4x_{C0}^6) +$$
$$+ \delta^7(304x_{C0}^2 + 144g^2x_{C0}^4 + 16g^4x_{C0}^6) + \delta^6(308x_{C0}^2 + 150g^2x_{C0}^4 +$$
$$+ 20g^4x_{C0}^6 + g^6x_{C0}^8) + \delta^5(304x_{C0}^2 + 144g^2x_{C0}^4 + 16g^4x_{C0}^6) +$$
$$+ \delta^4(269x_{C0}^2 + 150g^2x_{C0}^4 + 14g^4x_{C0}^6 - g^6x_{C0}^8) +$$
$$+ \delta^3(184x_{C0}^2 + 144g^2x_{C0}^4 + 16g^4x_{C0}^6) + \delta^2(86x_{C0}^2 + 99g^2x_{C0}^4 +$$
$$+ 20g^4x_{C0}^6 - g^6x_{C0}^8) + \delta^1(24x_{C0}^2 + 40g^2x_{C0}^4 + 16g^4x_{C0}^6) +$$
$$+ (3x_{C0}^2 + 7g^2x_{C0}^4 + 5g^4x_{C0}^6 + g^6x_{C0}^8);$$

$$F = \delta^{14}x_{C0} + \delta^{13}8x_{C0} + \delta^{12}(27x_{C0} + 3g^2x_{C0}^3) + \delta^{11}(48x_{C0} + 18g^2x_{C0}^3) +$$
$$+ \delta^{10}(41x_{C0} + 42g^2x_{C0}^3 + 3g^4x_{C0}^5) + \delta^9(-8x_{C0} + 42g^2x_{C0}^3 + 12g^4x_{C0}^5) +$$
$$+ \delta^8(-69x_{C0} - 3g^2x_{C0}^3 + 15g^4x_{C0}^5 + g^6x_{C0}^7) + \delta^7(-96x_{C0} - 60g^2x_{C0}^3 +$$

$$+2g^6x_{C0}^7)+\delta^6(-69x_{C0}-84g^2x_{C0}^3-18g^4x_{C0}^5)+$$

$$+\delta^5(-8x_{C0}-60g^2x_{C0}^3-24g^4x_{C0}^5-2g^6x_{C0}^7)+\delta^4(41x_{C0}-3g^2x_{C0}^3-$$

$$-18g^4x_{C0}^5-2g^6x_{C0}^7)+\delta^3(48x_{C0}+42g^2x_{C0}^3-2g^6x_{C0}^7)+$$

$$+\delta^2(27x_{C0}+42g^2x_{C0}^3+15g^4x_{C0}^5)+\delta^1(8x_{C0}+18g^2x_{C0}^3+$$

$$+12g^4x_{C0}^5+2g^6x_{C0}^7)+(x_{C0}+3g^2x_{C0}^3+3g^4x_{C0}^5+g^6x_{C0}^7);$$

$$G=\delta^{16}+\delta^{15}\cdot 8+\delta^{14}(24+4g^2x_{C0}^2)+\delta^{13}(24+24g^2x_{C0}^2)+$$

$$+\delta^{12}(-36+44g^2x_{C0}^2+6g^4x_{C0}^4)+\delta^{11}(-120-16g^2x_{C0}^2+24g^4x_{C0}^4)+$$

$$+\delta^{10}(-88-156g^2x_{C0}^2+12g^4x_{C0}^4+4g^6x_{C0}^6)+\delta^9(88-152g^2x_{C0}^2-$$

$$-72g^4x_{C0}^4+8g^6x_{C0}^6)+\delta^8(198+108g^2x_{C0}^2-102g^4x_{C0}^4-12g^6x_{C0}^6+$$

$$+g^8x_{C0}^8)+\delta^7(88+480g^2x_{C0}^2+48g^4x_{C0}^4-32g^6x_{C0}^6)+$$

$$+\delta^6(-88+108g^2x_{C0}^2+168g^4x_{C0}^4+8g^6x_{C0}^6-4g^8x_{C0}^8)+$$

$$+\delta^5(-120-152g^2x_{C0}^2+48g^4x_{C0}^4+48g^6x_{C0}^6)+$$

$$+\delta^4(-36-156g^2x_{C0}^2-102g^4x_{C0}^4+8g^6x_{C0}^6+6g^8x_{C0}^8)+$$

$$+\delta^3(24-16g^2x_{C0}^2-72g^4x_{C0}^4-32g^6x_{C0}^6)+\delta^2(24+44g^2x_{C0}^2+$$

$$+12g^4x_{C0}^4-12g^6x_{C0}^6-4g^8x_{C0}^8)+\delta^1(8+24g^2x_{C0}^2+24g^4x_{C0}^4+8g^6x_{C0}^6)+$$

$$+(1+4g^2x_{C0}^2+6g^4x_{C0}^4+4g^6x_{C0}^6+g^8x_{C0}^8);$$

$$\Delta\rho_f=\frac{gx_{C0}^2\,|x-x'|}{\left[g^2x_{C0}^2+(I+\delta)^2\right]^3}\,\{g^4x_{C0}^4x^2(\delta^2-I)^3+$$

$$+g^2[2x_{C0}^2x^2(1+\delta)^2(\delta^2-1)+2x_{C0}^3x(1+\delta)^2-x_{C0}^4](\delta^2-1)+$$

$$+(\delta+1)^4[x^2(\delta^2-1)^3+2xx_{C0}(\delta^2-1)^2-x_{C0}^2(1+3\delta^2)]\}. \qquad (4.69)$$

Из анализа полученных выражений видно, что знак при старшей степени g изменяется с «—» на «+» по сравнению со знаком при старшей степени r в определителе $\Delta\rho_f$. Это приводит к тому, что при увеличении g знак $\Delta\rho_f$ не становится отрицательным; следовательно, если при каком-то g условия самовозбуждения были выполнимы ($\Delta\rho_f>0$), то они будут выполнены и при бо́льших g. Двигаясь в направлении увеличения g, нельзя выйти из зоны самовозбуждения. Таким образом, при $\omega_{вр}/\omega_0>(\omega_{вр}/\omega_0)_{гр}$ условия самовозбуждения выполнимы при любом g. Самовозбуждение может быть получено даже при $\omega_{вр}/\omega_0<(\omega_{вр}/\omega_0)_{гр}$ и достаточно большом g.

Решением уравнения

$$\bar{g}^4 x_{C0}^4(\delta^2-1)^3+\bar{g}^2 x_{C0}^2[-\bar{x}_{C0}^2+2x_{C0}(1+\delta)^2+2(1+\delta)^2(\delta^2-1)+$$
$$+(\delta+1)^4[-\bar{x}_{C0}^2(1+3\delta^2)+2\bar{x}_{C0}(\delta^2-1)^2+(\delta^2-1)^3]=0 \quad (4.70)$$

можно получить теоретическую границу области возможного самовозбуждения (рис. 4.14), соответствующую $\rho_f=0$. Практическая граница, соответствующая $\alpha=r_{f0}/(x_f\mu)$, выделит значительно меньшую часть плоскости параметров g, $\omega_{вр}/\omega_0$. Действительно, при увеличении g определитель $\Delta\rho_f$ увеличивается, $\rho_f=\Delta\rho_f/\Delta$ — умень-

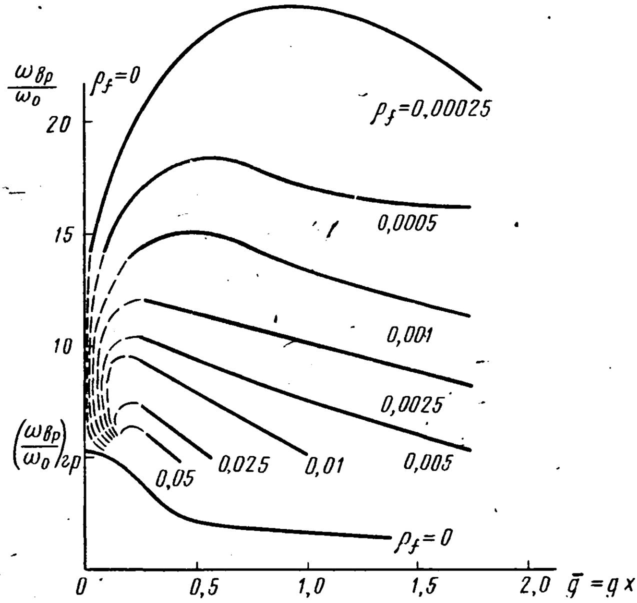

Рис. 4.14. Границы самовозбуждения на частоте ω_0 при различных значениях ρ_f для схемы рис. 4.12

шается, так как в определитель $\Delta\rho_f$ проводимость g входит в восьмой степени, а в определитель $\Delta\rho_f$ — в пятой. Отношение $\delta=\omega_{вр}/\omega_0$ входит в Δ в шестнадцатой степени, а в $\Delta\rho_f$ — в двенадцатой. Поэтому при увеличении δ величина ρ_f весьма быстро уменьшается. Несколько линий уровня для ρ_f приведено на рис. 4.14. Линии уровня построены с помощью интерполяции по данным расчета ρ_f для нескольких точек плоскости параметров $\omega_{вр}/\omega_0$, g.

Зависимость отношения $\rho_f=r_f/x_f$ от проводимости нагрузки g и отношения $\delta=\omega_{вр}/\omega_0$ при $x'=0{,}8\ x$ приведена в табл. 4.4. Зависимость отношения $\lambda_f=x_{Cf}/x_f$ от проводимости нагрузки g и отношения $\delta=\omega_{вр}/\omega_0$ приведена в табл. 4.5.

Таблица 4.4

δ	Проводимость g						
	0,25	0,50	0,75	1,00	1,25	1,50	1,75
5	0,0958	0,0285	0,0148	0,0099	0,0075	0,0060	0,0050
8	0,0173	0,0084	0,0050	0,0035	0,0027	0,0022	0,0019
11	0,0036	0,0030	0,0022	0,0016	0,0013	0,0011	0,0010
14	0,0012	0,0013	0,0011	0,0009	0,0008	0,0007	0,0006
17	0,0005	0,0006	0,0006	0,0005	0,0005	0,0004	0,0004
20	0,0003	0,0003	0,0004	0,0003	0,0003	0,0003	0,0003
25	0,0001	0,0002	0,0002	0,0002	0,0002	0,0002	0,0001

Таблица 4.5

δ	Проводимость g						
	0,25	0,50	0,75	1,00	1,25	1,50	1,75
5	0,810	0,790	0,795	0,795	0,792	0,788	0,800
8	0,732	0,772	0,797	0,790	0,793	0,797	0,797
11	0,741	0,78	0,788	0,793	0,795	0,798	0,798
14	0,775	0,785	0,790	0,795	0,795	0,797	0,797
17	0,784	0,788	0,800	0,795	0,795	0,798	0,798
20	0,788	0,790	0,790	0,795	0,795	0,795	0,798
25	0,792	0,794	0,795	0,795	0,798	0,798	0,799

Получив границу практически возможного самовозбуждения, мы еще не получили область применимости данного генератора с данной схемой самовозбуждения. Если генератор в какой-то части области возможного самовозбуждения не может создать на нагрузке необходимое напряжение, то эта часть области является нерабочей. Установить границы области применимости, исследуя линеаризованную задачу, как это делали ранее, не представляется возможным. В линейной системе напряжение на генераторе и на нагрузке может расти беспредельно. Практически же оно ограничивается насыщением магнитной системы генератора. Точно учесть явление насыщения трудно. Можно, однако, сделать следующее приближение.

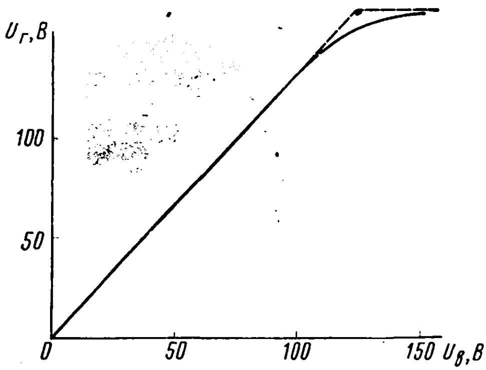

Рис. 4.15. Аппроксимация кривой холостого хода

Характеристику холостого хода машины (сплошная) аппроксимируем характеристикой линейно-кусочного вида (штриховая, рис. 4.15), тем самым фиксируя какое-то значение потокосцепления фазы $\Psi_0 = U_0\sqrt{2}/I_в$, соответствующее излому характеристики.

Максимальное потокосцепление машины при нагрузке

$$\Psi = \sqrt{\Psi_a^2 + \Psi_q^2}. \qquad (4.71)$$

Учитывая (4.39) и (4.45), для каждого режима получим

$$\left.\begin{aligned} I_d &= \Psi f_1(L_f, L_1, m, C, \omega_{вр}, \omega_0, r, r_f, C_f; \\ I_q &= \Psi f_2(L_f, L_1, m, C, \omega_{вр}, \omega_0, r, r_f, C_f; \\ I_f &= \Psi f_3(L_f, L_1, m, C, \omega_{вр}, \omega_0, r, r_f, C_f. \end{aligned}\right\} \qquad (4.72)$$

Приняв $\Psi = \Psi_0$ для каждой точки области самовозбуждения, будем иметь $I_{d\,0}$, $I_{q\,0}$, $I_{f\,0}$. Учитывая, что

$I_{a,b,c} = I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}/\sqrt{2}$, найдем

$$U_н = (I Z_{вх}/Z_{вз}) \cdot (1/g_н),$$

где $Z_{вх}$ — модуль входного сопротивления схемы относительно зажимов машины; $Z_{вз}$ — модуль взаимного сопротивления ветви, в которую включена нагрузка, и фазы машины; $g_н$ — проводимость нагрузки.

Можем для каждой точки области самовозбуждения рассчитать максимальное напряжение нагрузки $U_{н\,0}$, соответствующее максимальному потокосцеплению Ψ_0:

$$U_{н0} = \frac{Z_{вх}}{Z_{вз} g_н} \cdot \frac{\Psi_0}{\sqrt{2}} \sqrt{f_1^2 + f_2^2}. \qquad (4.73)$$

Проведем линии уровня $U_{н\,0}$ в области параметров $\omega_в/\omega_0$, g. Эти линии уровня и будут ограничивать область применимости генератора при данном напряжении нагрузки.

Желательно получить на нагрузке максимальную мощность. Поэтому всегда наилучшим является выбор напряжения нагрузки, соответствующего максимуму мощности на нагрузке:

$$P_{н0} = U_{н0}^2\, g_н = Z_{вх}^2 \Psi_0^2 (f_1^2 + f_2^2)/(2 g_н Z_{вз}^2). \qquad (4.74)$$

Построив зависимость $P_{н\,0} = P_{н\,0}(g_н)$ для определенного значения $\omega_{вр}/\omega_0$ и найдя $g_н$, соответствующее $P_{н\,0} = P_{н\,0\,max}$, тем самым фиксируем определенное номинальное напряжение нагрузки $U_{н.ном}$ и соответствующую ему линию уровня в области параметров $\omega_{вр}/\omega_0$, $g_н$. Эта линия уровня и даст границу рабочей области генератора.

Максимальная мощность, отдаваемая генератором на определенной частоте,

$$P_{н\max} = U_{г.ном}^2 g_{гр}, \qquad (4.75)$$

где $g_{гр}$ — граничное значение, определяемое линией уровня $U_{н0} = U_{н.ном}$.

Из третьего уравнения системы (4.72) можно найти мощность регулирующего элемента в цепи возбуждения. Ток в цепи возбуждения в любой точке рабочей области

$$I_f = \Psi_0 U_{н.ном} f_з / U_{н0}. \quad (4.76)$$

Сопротивление регулирующего элемента в каждой точке

$$r_{рег} = \rho_f x_f - r_{обм},$$

где $r_{обм}$ — сопротивление обмотки возбуждения.

При этом мощность регулирующего элемента

$$P_{рег} = I_f^2 r_{рег}. \quad (4.77)$$

Определяя $P_{рег}$ для всех точек рабочей области, можно найти максимальную мощность регулирующего элемента и диапазон изменения его сопротивления.

§ 4.4. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ

Возможность осуществления устойчивой параллельной работы двух или нескольких генераторов, а также возможность включения на параллельную работу генератора с сетью большой мощности является весьма важным вопросом при выборе той или иной системы стабилизации частоты. В практических схемах большое значение имеет использование параллельной работы генераторов при резких и значительных по величине изменениях скоростей вращения приводных двигателей. Причем скорости вращения первичных двигателей могут значительно отличаться друг от друга.

Ускорение вала первичного двигателя может быть весьма велико для авиационного двигателя (постоянная времени разгона порядка долей секунды) и поэтому наличие даже небольших запаздываний в схеме стабилизации может привести к выпадению из синхронизма параллельно работающих генераторов.

Параллельная работа рассматриваемых схем с сетью или с другими такими же схемами существенно отличается от параллельной работы обычных синхронных генераторов. Как известно, при параллельной работе двух синхронных генераторов распределение активной мощности зависит от угла рассогласования роторов генераторов. Если, например, при параллельной работе двух однотипных синхронных генераторов одинаковой мощности ротор генератора *1* опережает ротор генератора *2*, то очевидно, что генератор *1* берет на себя бóльшую часть активной нагрузки, чем генератор *2*.

Распределение реактивной мощности для таких двух генераторов будет определяться величиной тока возбуждения. Бóльшую часть реактивной нагрузки берет на себя тот генератор, ток возбуждения которого выше. Следовательно, при параллельной работе обычных синхронных генераторов перераспределение реактивных нагрузок происходит при изменении тока возбуждения.

Рассмотрим условия параллельной работы для схемы стабилизации частоты, выполненной по принципу модуляции. В этом случае на выходе устройства напряжение имеет частоту и фазу, строго определяемые частотой и фазой возбуждения.

При условии нормальной (без перекрытий) коммутации по высокой и низкой частоте и точной настройки фильтрующей емкости внутреннее сопротивление преобразовательной схемы может быть принято как чисто активное сопротивление.

Таким образом, в случае параллельной работы нескольких устройств, выполненных по схеме с модуляцией в генераторе, задача сводится к исследованию режима работы генераторов переменного тока одной и той же частоты (при питании обмоток возбуждения всех генераторов от одного источника тока) с чисто активным внутренним сопротивлением. Ясно, что в этом случае изменение величины напряжения на отдельных агрегатах будет приводить к перераспределению активных мощностей, т. е. такая схема в некотором смысле отвечает режиму работы генераторов постоянного тока.

Рассмотрим векторную диаграмму работы такой установки на сеть бесконечной мощности. Допустим, что вектор э. д. с. E агрегата (установки) опережает в общем случае на угол φ вектор напряжения U на шинах сети. Тогда активная и реактивная составляющие тока агрегата запишутся так:

$$I_а=(E\cos\varphi-U)/R; \tag{4.78}$$

$$I_р=(E\sin\varphi)/R, \tag{4.79}$$

где R — внутреннее активное сопротивление агрегата.

Из условий (4.78) и (4.79) следует, что при $\varphi=0$ изменение э. д. с. приводит к изменению только активного тока, при этом реактивная составляющая тока равна нулю. При φ, отличном от нуля, изменение э. д. с. приводит к изменению как активной, так и реактивной составляющей токов.

Из выражений (4.78) и (4.79) очевидно также, что изменение угла φ будет главным образом определять изменение реактивной составляющей тока.

Как было указано, частота и фаза выходного напряжения генератора определяются только частотой и фазой возбуждения (при заданной настройке схемы агрегата) и поэтому при питании отдельных агрегатов от одного и того же источника возбуждения вопрос о возможности качаний или выпадения из синхронизма полностью отпадает.

При любом изменении скорости вращения приводного двигателя система является устойчивой, так же как несколько генераторов с абсолютно одинаковыми частотами и жестко фиксированными по отношению друг к другу фазами.

В случае расстройки фильтрующей емкости или отсутствии нормальной коммутации внутреннее сопротивление агрегата может быть отлично от чисто активного, при этом остаются в силе все предыдущие положения о параллельной работе генераторов рассматриваемой схемы.

При параллельной работе рассматриваемых установок одинаковой мощности в действительных условиях практически целесообразно получить равномерное распределение активной мощности, что, как следует из вышеизложенного, может быть легко выполнено путем включения автоматических регуляторов, реагирующих на величину тока возбуждения генератора.

Благодаря абсолютной устойчивости параллельной работы генераторов чрезвычайно упрощается процесс включения их на совместную работу с сетью.

Для автоматического включения на параллельную работу достаточно установить реле напряжения, реагирующее на разность напряжений сети и включенной установки. Такое реле включает установку на параллельную работу с сетью при определенном, минимальном значении этой разности.

Отключение установки можно производить с помощью реле направления мощности, которое реагирует на протекание активной мощности от сети к установке.

Таким образом, параллельная работа таких устройств осуществляется весьма просто, не требует для своего осуществления каких-либо дополнительных сложных устройств и задача по существу сводится к поддержанию постоянства напряжения параллельно работающих генераторов, что в свою очередь обеспечивает правильное распределение мощностей между ними.

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

P — номинальная мощность генератора;
$\cos\varphi$ — коэффициент мощности генератора;
f_{max} и f_{min} — максимальная и минимальная частота тока;
m — число фаз;
$f_в$ — частота тока обмотки возбуждения;
$U_в$ — напряжение обмотки возбуждения;
$z_{1б}$ и $z_{1м}$ — число зубцов статора больших и малых;
z_2 — число зубцов ротора;
$V_л$ — линейная скорость ротора;
n_{min} и n_{max} — минимальное и максимальное число оборотов ротора;
ω_{min} и ω_{max} — минимальная и максимальная угловая скорость вращения ротора;
D_{i1} и D_{ai} — внутренний и внешний диаметры пакета статора;
D_{i2} и D_{i0} — внешний и внутренний диаметры пакета ротора;
$b_{z1б}$ и $b_{z1м}$ — ширина большого и малого зубцов статора (по чертежу);
b_{z1x} — ширина большого зубца статора по хорде;
b_{z2} и b_{z2x} — ширина зубца ротора по чертежу и по хорде;
$h_{z1б}$ и $h_{z1м}$ — высота большого и малого зубцов статора;
h_{z2} — высота зубца ротора;
A — линейная нагрузка якорной обмотки;
N — число проводников;
w — число витков в фазе якорной обмотки;
$B_{ср}$ — средняя величина индукции в стали зубца статора;
$\Phi=\Phi_2\tau$ — магнитный поток обмотки возбуждения;
$l_п$ — длина пакета сердечника статора;
τ — полюсное деление;
$K_{ис}$ — коэффициент использования магнитного потока;
δ — величина воздушного зазора;
$\delta_{л.с}$ — толщина листа стали;
q — сечение проводника обмотки;
a — число параллельных ветвей;
$n_п$ — число параллельных проводников;
Δ — плотность тока;
l_s — средняя длина лобовой части;
$l_в$ и l_w — средняя длина вылета и витков якорной обмотки;
l_{z0} — относительная ширина зубца ротора;
δ_{z0} — относительная величина воздушного зазора;
B_δ — величина индукции в воздушном зазоре;
l_i — длина воздушного зазора;
H — напряженность магнитного поля в зазоре;
B_{z1} — величина индукции в зубце статора;
F_δ — величина м. д. с. в зазоре;
B_{z2} — величина индукции в зубце ротора;
$K_{re2}=K_{re1}$ — коэффициент перекрытия зубчатого слоя;
B_{z1m} и B_{z2m} — максимальная величина индукции в зубце;
F_{z1}, F_{z2} — величина намагничивающей силы зубцов;
H_{z1}, H_{z2} — величина напряженности магнитного поля зубцов;
γ — коэффициент вытеснения потока;
Φ_{a2} — поток в сердечнике ротора;
B_{a2} — величина индукции в сердечнике ротора;
F_{a2} — намагничивающая сила сердечника ротора;
h_{a2} — высота сердечника ротора;
l_{a2} — длина силовой линии в сердечнике ротора;
λ_σ — проводимость рассеяния частей обмотки якоря;
Φ_σ — поток рассеяния;
B'_{a1} и B''_{a1} — индукция в сердечнике статора на участке l_1' и l_1'';
F_0 — величина намагничивающей силы обмотки возбуждения при холостом ходе;
$I_в$ — ток возбуждения;
τ_s — величина полюсной дуги обмотки;
l_s — длина лобовой части обмотки;
$R_{1,20°}$, $R_{1,175°}$ — активное сопротивление якорной обмотки при различной температуре;
$\lambda_п$ — проводимость рассеяния пазовой части;
h_i — высота слоя обмотки якоря;

h_4 — расстояние между слоями двухслойной обмотки;
$b_п$ — ширина паза обмотки якоря;
λ_s — проводимость рассеяния лобовых частей;
λ_k — проводимость рассеяния;
X_{adi} и X_{ad1} — индуктивное сопротивление по продольной оси без учета и с учетом падения напряжения в статоре;
K_{q1}, K_{d1} — коэффициенты приведения поперечной и продольной составляющих потока статора;
K_x — коэффициент, учитывающий падение напряжения продольной реакции якоря;
F_{σ_2} — намагничивающая сила в зазоре с учетом вытеснения потока;
ξ_1 — коэффициент распределения индукции при нагрузке;
K_δ — коэффициент воздушного зазора;
X'_{ad1} — дифференциальное индуктивное сопротивление по продольной оси;
K_σ — коэффициент рассеяния потока обмоток статора;
σ — коэффициент, учитывающий величину дифференциального потока рассеяния по продольной оси;
X_s — индуктивное сопротивление лобовых частей обмотки;
X_2 — сопротивление взаимной индуктивности обмотки;
X_k — суммарное индуктивное сопротивление якорной обмотки;
X_s' — компенсируемое индуктивное сопротивление;
$\lambda_{осн}$ и $\lambda_{доп}$ — проводимость основного и дополнительного потока рассеяния;
$w_{в.п}$ — число витков обмотки возбуждения на полюс;
$w_в$ — полное число витков обмотки возбуждения;
$X_в$ и $Z_в$ — индуктивное и полное сопротивления обмотки возбуждения;
b'_{z1} — ширина зубца статора по хорде;
t_2 — величина зубцового деления ротора;
$b_{п2}$ — ширина паза ротора по внешнему диаметру;
$b_{п1б}$ и $b_{п1м}$ — ширина большого и малого паза статора по внутреннему диаметру;
$a_{п1}$ — ширина паза статора у нижнего основания;
$S_{п1б}$ — площадь большого паза;
$a_{п.в}$ и $S_{р.р}$ — ширина паза и площадь обмотки возбуждения у основания;
c_p — коэффициент, учитывающий увеличение потерь от перемагничивания;
c_z — коэффициент, учитывающий увеличение потерь от несинусоидальности кривой поля;
$c_н$ — коэффициент, учитывающий суммарные потери от несущей частоты;
$c_в$ — коэффициент, учитывающий суммарные потери в стали от частоты возбуждения;
K_Δ — коэффициент, учитывающий дефекты при обработке;
σ_a — удельные потери в стали;
P_c — потери в стали статора и ротора;
P_{z1}' — потери в стали зубцов статора от несущей частоты;
P_{z1}'' — потери в стали зубцов ротора от частоты возбуждения;
$P_{м1}$ и $P_{м2}$ — потери активные в обмотках якоря и возбуждения;
f_0 и $f_{вр}$ — частота тока возбуждения и вращения;
D_{0z} — диаметр ротора у основания зубца;
V_{0z} — линейная скорость у основания ротора;
σ_{0z} — механическое напряжение у основания зубца ротора;
σ_{i0} — механическое напряжение у внутреннего диаметра ротора;
σ_0 — напряжение от сил собственного веса;
t_1 — зубцовое деление якоря;
Δ — плотность тока в якоре;
K_f — коэффициент добавочных потерь;
$П_1$ — периметр паза;
$\delta_{из}$ — толщина изоляции.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Н. Петров. Электрические машины. Госэнергоиздат, ч. I, 1956; ч. II, 1963; ч. III, 1968.
2. А. И. Вольдек. Электрические машины. «Энергия», 1966.
3. М. П. Костенко. Электрические машины. Госэнергоиздат, 1949.
4. А. И. Бертинов. Авиационные электрические генераторы. Оборонгиз, 1959.
5. И. Л. Каганов. Промышленная электроника. «Высшая школа», 1968.
6. О. А. Коссов. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений. «Энергия», 1971.
7. В. А. Лабунцов, Г. А. Ривкин и др. Электроприводы с полупроводниковым управлением. «Энергия», 1967.
8. Д. А. Завалишин, Г. Н. Новиков. Преобразователи частоты на полупроводниковых триодах для регулирования скорости асинхронных двигателей. «Электричество», 1962, № 11.
9. Ю. И. Конев. Полупроводниковые приборы в автоматике. «Советское радио», 1960.
10. В. А. Найдш. Управляемые кремниевые вентили. «Электричество», 1960, № 6.
11. Р. П. Жежерин. Индукторные генераторы. Госэнергоиздат, 1961.
12. А. А. Булганов. Электронные устройства автоматического управления. Госэнергоиздат, 1958.
13. М. Г. Шехтман. Работа генератора на выпрямительную нагрузку. Труды Ленинградского индустриального института, 1940, № 3.
14. С. Б. Юдицкий. Мощные полупроводниковые выпрямители и их применение. «Электричество», 1957, № 4.
15. В. А. Тафий. Электрические цепи с периодически изменяющимися параметрами и переходные процессы в синхронных машинах. Изд-во АН СССР, 1958.
16. А. А. Горев. Переходные процессы синхронной машины. Госэнергоиздат, 1950.
17. Д. А. Завалишин, С. Н. Бардинский и др. Электрические машины малой мощности. Госэнергоиздат, 1963.
18. Д. А. Завалишин. Вентильные преобразователи в силовых цепях электрических машин, ч. I. Ленинградский институт авиационного приборостроения, 1965.

ОГЛАВЛЕНИЕ