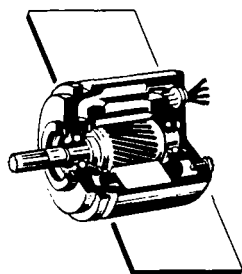


Д. Э. БРУСКИН А. Е. ЗОРОХОВИЧ
В. С. ХВОСТОВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И МИКРОМАШИНЫ



ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено
Государственным комитетом СССР
по народному образованию
в качестве учебника для студентов
электротехнических специальностей
вузов



Москва «Высшая школа» 1990

ББК 31.261
Б 89
УДК 621.313(075.8)

Рецензент
проф. О. Д. Гольдберг (зав. кафедрой Всесоюзного заочного
политехнического института)

Брускин Д. Э. и др.

Б 89 Электрические машины и микромашины: Учеб.
для электротехн. спец. вузов/Д. Э. Брускин, А. Е. Зо-
рохович, В. С. Хвостов.—3-е изд., перераб. и
доп.—М.: Высш. шк., 1990.—528 с.: ил.

ISBN 5-06-000725-1

В книге изложены основы теории электрических машин и даны
основные сведения о принципе действия, конструктивном исполнении
и особенностях работы различных электрических машин и микромашин,
применяемых в системах электрического привода, автоматики, теле-
механики и для других целей.

В третьем издании учебника дополнительно рассмотрены современ-
ные тенденции применения полупроводниковых вентилях в электро-
магнитных схемах машин и системах их регулирования.

Б $\frac{2202070100(4309000000)-094}{001(01)-90}$ 162—90

ББК 31.261
6П2.1.081

Учебное издание

**Брускин Давид Эммануилович, Зорохович Александр Ефимович,
Хвостов Владимир Степанович**

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ И МИКРОМАШИНЫ

Заведующая редакцией *Н. И. Хрусталева*. Редактор *Т. Д. Жарова*.
Младшие редакторы *Е. В. Судьенкова, Г. Г. Бучина*. Художник
В. В. Гарбузов. Художественный редактор *В. И. Мешалкин*. Технический
редактор *Г. А. Виноградова*. Корректор *Р. К. Косинова*

ИБ № 8260

Изд. № СТД-655. Сдано в набор 13.06.89. Подп. в печать 04.12.89. Т—17678.
Формат 60×90¹/₁₆. Бум. офс. № 2. Гарнитура «Таймс». Печать офсетная.
Объем 33,0 усл. печ. л. 33,0 усл. кр.-отг. 31,95 уч.-изд. л.
Тираж 37000 экз. Зак. № 2584 Цена 1 р. 50 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО
«Первая Образцовая типография» Госкомпечати СССР. 113054, Москва,
Валовая, 28.

ISBN 5-06-000725-1

© Издательство «Высшая школа», 1981
© Д. Э. Брускин, А. Е. Зорохович,
В. С. Хвостов, 1990,
с изменениями

ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга предназначена в качестве учебника для студентов высших учебных заведений электротехнических специальностей по курсу «Электрические машины». Учебником могут пользоваться студенты, обучающиеся по специальностям «Электрический привод и автоматизация промышленных установок и технологических комплексов», «Автоматика и телемеханика в технических системах», «Промышленная электроника», «Электроизмерительная техника», «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте», а также студенты других специальностей, для которых курс «Электрические машины» читается в объеме 60...90 лекционных часов, и в нем необходимо изложить теорию и устройство различных микромашин.

Порядок изложения материала подобен порядку, принятому в большинстве учебников по электрическим машинам для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей. Курс начинается с общих сведений по электрическим машинам; затем излагаются сведения о трансформаторах, асинхронных и синхронных машинах, машинах постоянного тока; далее рассматриваются вопросы нагрева и режимы нагрузки электрических машин. Для сокращения объема книги ряд общих вопросов теории электрических машин переменного тока выделен в отдельную главу.

По каждому типу электрических машин сначала рассматриваются вопросы общей теории, затем — особенности конструкции и характеристики микромашин. Принятый порядок изложения позволяет избежать излишних повторений материала при рассмотрении раз-

личных видов микромашин и более тесно увязать теорию их работы с общей теорией электрических машин. Авторы стремились уделить особое внимание связи основных положений теории с эксплуатационными особенностями различных электрических машин и рассмотрению режимов их работы в системах автоматического регулирования.

Подробно рассмотрены импульсные трансформаторы; асинхронные двигатели, питаемые от преобразователей частоты; синхронные генераторы, работающие на выпрямительную нагрузку; вентильные двигатели; двигатели постоянного тока, регулируемые посредством вентильных преобразователей и тиристорно-импульсных прерывателей. Переработана и расширена гл. 3, посвященная микротрансформаторам и специальным трансформаторам. Третье издание учебника дополнено новыми материалами, описывающими современные тенденции применения полупроводниковой техники в электромагнитных схемах машин и системах их регулирования.

Авторы выражают искреннюю благодарность рецензенту книги д-ру техн. наук, проф. О. Д. Гольдбергу (зав. кафедрой Всесоюзного заочного политехнического института) за ценные советы и пожелания.

Все замечания авторы книги просят направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

ВВЕДЕНИЕ

Прогресс современной науки и техники неразрывно связан с применением электрической энергии в различных производственных процессах и устройствах.

В Программе КПСС ставятся новые большие задачи по ускорению научно-технического прогресса, переводу народного хозяйства на рельсы интенсивного развития, достижению высшего мирового уровня производительности общественного труда, качества продукции и эффективности производства. В решении этих задач ключевая роль принадлежит машиностроительному комплексу, важной составной частью которого является электромашиностроение.

Электрические машины являются основными элементами энергетических установок, различных машин, механизмов, технологического оборудования, современных средств транспорта, связи и др. Они вырабатывают электрическую энергию, осуществляют высокоэкономичное преобразование ее в механическую, выполняют разнообразные функции по преобразованию и усилению различных сигналов в системах автоматического регулирования и управления.

Электрические машины широко применяются во всех отраслях народного хозяйства. Их преимущества — высокий КПД, достигающий в мощных электрических машинах 95...99%, сравнительно малая масса и габаритные размеры, а также экономное использование материалов. Электрические машины могут быть выполнены на различные мощности (от долей ватта до сотен мегаватт), частоты вращения и напряжения. Они характеризуются высокой надежностью и долговечностью, простотой управления и обслуживания, удобством подвода и отвода энергии, небольшой стоимостью при массовом и крупносерийном производстве и являются экологически чистыми.

Теоретическим фундаментом для развития электромашиностроения послужили открытие *М. Фарадеем* закона электромагнитной индукции и работы *Д. Максвелла* и *Э. Ленца*. На основании теоретических исследований этих ученых в середине XIX в. появились первые образцы электрических машин и трансформаторов. Большие заслуги в разработке

первых образцов электрических машин и трансформаторов принадлежат выдающимся русским ученым и изобретателям, среди которых особенно можно выделить *Б. С. Якоби*, *П. Н. Яблочкова* и *М. О. Доливо-Добровольского*. В конце XIX и начале XX в. были известны практически все виды электрических машин и в основном создана их теория.

Двадцатое столетие характеризуется бурным развитием электромашиностроения: непрерывно возрастают как количество выпускаемых электрических машин, так и их размеры и мощность; совершенствуется конструкция электрических машин; повышается их надежность и снижается масса, приходящаяся на единицу мощности. Развертывается массовое производство электрических микромашин для различных автоматических устройств и электробытовых приборов.

Эти успехи в электромашиностроении были бы невысказимы без дальнейшего совершенствования методов расчета и уточнения теории электрических машин, особенно в области переходных процессов, возникающих при резких колебаниях нагрузки и в аварийных режимах.

Большая заслуга в дальнейшем развитии теории электрических машин, совершенствовании их конструкции и методов расчета принадлежит советским ученым: *А. Е. Алексееву*, *Б. П. Апарову*, *А. И. Важнову*, *А. И. Вольдеку*, *Ф. А. Горяинову*, *А. А. Гореvu*, *Д. А. Завалишину*, *В. Т. Касьянову*, *М. П. Костенко*, *К. А. Кругу*, *В. С. Кулебакину*, *С. И. Курбатову*, *А. Н. Ларионову*, *Р. А. Лютеру*, *Г. Н. Петрову*, *Л. М. Пиотровскому*, *В. А. Толвинскому*, *И. Д. Урусову*, *Ю. С. Чечету*, *К. И. Шенферу* и др.

В СССР электромашиностроение достигло огромных успехов. Если в дореволюционной России по существу не было электромашиностроительной промышленности, то теперь изделия таких крупных электромашиностроительных заводов, как «Электросила», «Динамо», Харьковский электро-механический завод, Харьковский «Электротяжмаш», Ярославский электро-механический завод, Московский и Запорожский трансформаторные заводы, «Уралэлектротяжмаш», завод им. Владимира Ильича и другие, известны во многих странах мира.

За последнее время в нашей стране произошел значительный рост производства электрических машин и трансформаторов. Разработаны и осваиваются новые унифицированные серии электрических машин: асинхронных электродвигателей общего применения, взрывозащищенных и высоковольтных асинхронных двигателей, машин постоянного тока, крановых и тяговых двигателей, турбогенераторов мощностью 63...800 мВт, гидрогенераторов мощностью 350...640 мВт, трансформаторов, разнообразных микромашин и др. Их изготавливают на специализированных предприятиях

с широким использованием механизации и автоматизации производственных процессов и автоматических линий.

Выпускаются и уникальные машины, и трансформаторы большой единичной мощности. Освоен ряд новых магнитных, проводниковых и электроизоляционных материалов, позволивших улучшить массогабаритные и энергетические показатели машин и механизировать технологические процессы их производства.

Новые единые серии электрических машин разработаны на основе международного разделения труда в рамках организации социалистических стран «Интерэлектро».

Созданы научно-производственные объединения в Москве, Ленинграде, Киеве, Харькове, Новочеркасске, Риге, Свердловске, Томске и других городах, где ведется большая научная работа по созданию новых типов и более совершенных конструкций электрических машин, повышению их энергетических показателей и улучшению технологии производства.

Электротехническая промышленность должна решать новые, большие задачи по повышению технического уровня электромашиностроения. Предстоит развивать быстрыми темпами производство электрических машин большой, средней и малой мощности. Особое внимание необходимо уделять разработке и освоению выпуска электрических машин, имеющих более высокие надежность и энергетические показатели, меньшую трудоемкость, металлоемкость и удельный расход электротехнических материалов.

§ 1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Электрические машины классифицируются по назначению, роду тока, принципу действия, мощности, частоте вращения.

Классификация по назначению. Электрические машины по назначению подразделяют на следующие виды.

Электромашинные генераторы* преобразуют механическую энергию в электрическую. Их устанавливают на электрических станциях и различных транспортных установках: автомобилях, самолетах, тепловозах, кораблях, передвижных электростанциях и др. В ряде случаев генераторы используют в качестве источников питания в установках связи, устройствах автоматики, измерительной техники и пр.

Электрические двигатели преобразуют электрическую энергию в механическую; они приводят во вращение различные машины, механизмы и устройства, применяемые в промышленности, сельском хозяйстве, связи, на транспорте, в военном деле и быту. В современных системах автоматического управления их используют в качестве исполнительных, регулирующих и программирующих органов.

Электромашинные преобразователи преобразуют переменный ток в постоянный и, наоборот, изменяют значения напряжения переменного и постоянного тока, частоту, число фаз и др. В последнее десятилетие роль электромашинных преобразователей существенно уменьшилась вследствие применения статических полупроводниковых преобразователей.

Электромашинные компенсаторы осуществляют генерирование реактивной мощности в электрических установках для улучшения энергетических показателей источников и приемников электрической энергии.

Электромашинные усилители используют для управления объектами большой мощности посредством электрических сигналов малой мощности, подаваемых на их обмотки управления (возбуждения).

* Ниже используются сокращенные термины — генераторы, электродвигатели, преобразователи, компенсаторы и усилители.

Электрические машины небольшой мощности до 600 Вт называют *микромашинами*. Их широко применяют в автоматических устройствах и в электробытовых приборах. По назначению электрические микромашины автоматических устройств подразделяются на следующие группы.

Силовые микродвигатели приводят во вращение различные механизмы автоматических устройств, самопишущих приборов и пр.

Управляемые (исполнительные) двигатели преобразуют подводимый к ним электрический сигнал в механическое перемещение вала, т. е. отрабатывают определенные команды.

Тахогенераторы преобразуют механическое вращение вала в электрический сигнал — напряжение, пропорциональное частоте вращения вала.

Вращающиеся трансформаторы дают на выходе напряжение, пропорциональное той или иной функции угла поворота ротора, например синусу или косинусу этого угла или самому углу.

Машины синхронной связи (сельсины, магнесины) осуществляют синхронный и синфазный поворот или вращение нескольких механически не связанных между собой осей.

Микромашины гироскопических приборов (гироскопические двигатели, датчики угла, датчики момента) осуществляют вращение роторов гироскопов с высокой частотой и коррекцию их положения.

Электромашинные преобразователи и усилители преобразуют энергию.

Электрические микромашины первых двух групп часто называют *силовыми*, а третьей — пятой групп — *информационными*.

Классификация по роду тока и принципу действия. Электрические машины по роду тока делят на машины переменного и постоянного тока.

Машины переменного тока в зависимости от принципа действия и особенностей электромагнитной системы подразделяют на трансформаторы, асинхронные, синхронные и коллекторные машины.

Трансформаторы широко применяют для преобразования напряжения: в системах передачи и распределения электрической энергии, в выпрямительных установках, устройствах связи, автоматики и вычислительной техники, а также при электрических измерениях (измерительные трансформаторы) и функциональных преобразованиях (вращающиеся трансформаторы).

Асинхронные машины используют главным образом в качестве электрических двигателей трехфазного тока. Простота устройства и высокая надежность позволяют применять их в различных отраслях техники для привода станков,

грузоподъемных и землеройных машин, компрессоров, вентиляторов и пр. В системах автоматического регулирования широко используют одно- и двухфазные управляемые асинхронные двигатели, асинхронные тахогенераторы, а также сельсины.

Синхронные машины применяют в качестве генераторов переменного тока промышленной частоты на электрических станциях и генераторов повышенной частоты в автономных источниках питания (на кораблях, самолетах и т. п.). В электрических приводах большой мощности используют также синхронные электродвигатели. В устройствах автоматики широко применяют различные синхронные машины малой мощности (реактивные, с постоянными магнитами, гистерезисные, индукторные и пр.).

Коллекторные машины переменного тока используют сравнительно редко и главным образом в качестве электродвигателей. Они имеют сложную конструкцию и требуют тщательного ухода. В устройствах автоматики, а также в разного рода электробытовых приборах применяют универсальные коллекторные двигатели, работающие как на постоянном, так и на переменном токе.

Машины постоянного тока применяют главным образом в качестве электродвигателей в устройствах электропривода, требующих регулирования частоты вращения в широких пределах (железнодорожный и морской транспорт, прокатные станы, электротрансмиссии большегрузных автомобилей, грузоподъемные и землеройные машины, сложные металлообрабатывающие станки и пр.), а также в случаях, когда источниками электрической энергии для питания электродвигателей служат аккумуляторные батареи (стартерные двигатели, двигатели подводных лодок, космических кораблей и т. п.).

Генераторы постоянного тока часто применяют для питания устройств связи, зарядки аккумуляторных батарей, в качестве основных источников питания на транспортных установках (автомобилях, самолетах, тепловозах, пассажирских вагонах). Однако в последнее время генераторы постоянного тока заменяют генераторами переменного тока, работающими совместно с полупроводниковыми выпрямителями.

В системах автоматического регулирования машины постоянного тока широко используют в качестве электромашинных усилителей, исполнительных двигателей и тахогенераторов.

§ 1.2. НОМИНАЛЬНЫЕ ДАННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Каждая электрическая машина имеет паспортную табличку, выбитую на металлической пластине и прикрепленную к корпусу. В этой табличке указаны тип машины и ее

номинальные данные, характеризующие основные энергетические показатели и условия работы, на которые она рассчитана.

Номинальные данные. К ним относятся: мощность, напряжение, ток, частота вращения, частота переменного тока, коэффициент полезного действия (КПД), число фаз, коэффициент мощности и режим работы (длительный, кратковременный и т. п.)*. В паспортной табличке приводятся также название завода-изготовителя, год выпуска, класс изоляции и дополнительные данные, необходимые для монтажа и эксплуатации машины (масса, схема включения обмоток и др.). Термин «номинальный» можно применять и к величинам, не приведенным в паспортной табличке, но относящимся к ее номинальному режиму, например номинальный вращающий момент, номинальное скольжение и др.

Номинальной мощностью электрической машины называют мощность, на которую рассчитана данная машина по условиям нагревания и безаварийной работы в течение установленного срока службы. Для электрических двигателей под номинальной мощностью понимают полезную механическую мощность на валу, выраженную в ваттах или киловаттах; для генераторов постоянного тока — полезную электрическую мощность на зажимах машины (в ваттах или киловаттах); для генераторов переменного тока — полную электрическую мощность на зажимах (в вольтамперах или киловольтамперах). Номинальные мощности всех видов электрических машин и трансформаторов стандартизованы; точно так же стандартизованы номинальные частоты вращения электрических машин.

Электрические машины могут работать и при ненормальных условиях (уменьшенная или увеличенная мощность, напряжение и ток, отличные от номинальных, и т. п.). Однако при работе в этих условиях энергетические показатели машины отличаются от паспортных данных. Обычно при нагрузках, меньших номинальной, КПД и коэффициент мощности машины меньше номинальных. При нагрузках, больших номинальной, появляется опасность чрезмерного повышения температуры частей электрической машины, в первую очередь ее обмоток, что может привести к преждевременному выходу из строя изоляции обмоток и, следовательно, всей машины. Максимально допустимая температура обмотки зависит от свойств применяемой изоляции (ее класса) и срока службы машины и составляет от 105 до 180° С. Предельно допустимые температуры

* Подробно режимы работы описаны в гл. 10.

различных частей обмоток регламентируются общесоюзными стандартами (ГОСТами), имеющими силу законов.

В ГОСТы на электрические машины и трансформаторы включаются также другие нормативные материалы, главным образом определяющие допустимые кратковременные перегрузки и методы испытания машины и отдельных ее частей, а также основные условия эксплуатации машины данного типа. Материалы, включаемые в ГОСТы, проверены многолетней практикой производства и эксплуатации, т. е. имеют статистическое обоснование.

Эксплуатация и производство новых видов электрических машин нормируются *техническими условиями*, которые согласовывают и утверждают организации, проектирующие, изготавливающие и эксплуатирующие данные машины.

Электрические машины являются обратимыми, т. е. они могут работать и в генераторном, и в двигательном режимах. Точно так же в электромашинном преобразователе и трансформаторе направление преобразования электрической энергии может быть изменено на обратное. Однако выпускаемые электропромышленностью машины обычно предназначаются для предпочтительной работы в каком-то одном режиме. Это позволяет лучше приспособить машину к требованиям эксплуатации, не делая ее чрезмерно тяжелой и дорогой.

Требования к напряжению. Электрические машины выпускают на стандартные напряжения, согласованные со стандартными напряжениями электрических сетей. Стандартные напряжения генераторов примерно на 5...10% выше, чем двигателей; например, если стандартное напряжение двигателя 220 В, то стандартное напряжение генератора — 230 В и т. п. Разница в стандартных напряжениях двигателей и генераторов обусловлена потерями напряжения в электрических сетях, к которым подключены генераторы и двигатели. В трансформаторах стандартные напряжения на первичных обмотках принимаются равными «двигательным», а на вторичных обмотках — «генераторным».

Машины переменного тока предназначены, как правило, для работы с синусоидальным напряжением, симметричным по фазам. Неизбежные отклонения от этих условий регламентируются ГОСТами. Так, например, длительные отклонения по значению напряжению в сети, питающей силовое оборудование, не должны превышать -5% и $+10\%$; коэффициент искажения синусоидальной кривой должен быть не более 5% и т. п. Машины, работающие совместно с вентильными преобразователями, обычно имеют несинусоидальные напряжение и ток, что вызывает в них дополнительные потери энергии и повышает температуру обмоток и магнитопровода машины. Режимы работы таких машин регламентируются специальными техническими условиями.

§ 1.3. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МАШИНАМ

Электрические машины должны иметь высокую надежность работы, хорошие энергетические показатели (КПД и коэффициент мощности), по возможности минимальные габаритные размеры, массу и стоимость. Они должны быть простыми по конструкции, несложными в изготовлении и удобными в обслуживании и эксплуатации.

Общие технические требования. Такие требования для машин общепромышленного применения сформулированы в специальном ГОСТе, а для машин специального исполнения — в соответствующих ГОСТах, учитывающих специфические условия работы этих машин.

Каждая электрическая машина рассчитана на работу при определенных условиях эксплуатации: режиме нагрузки, допускаемых перегрузках, напряжении, частоте переменного тока, частоте вращения, температуре охлаждающей среды, высоте над уровнем моря, влажности и др. При этом машина должна развивать номинальную мощность и работать без аварий и повреждений в течение установленного времени (обычно в течение времени между периодическими ремонтами).

Надежность работы машины обеспечивается путем закладки достаточных запасов при проектировании, применения высококачественной технологии изготовления и правильной эксплуатации (работы машины в режимах, для которых она спроектирована, и своевременного выполнения профилактических ремонтов).

В основном электрические машины большой, средней и малой мощности работают в качестве преобразователей энергии (двигатели, генераторы, трансформаторы, электромашинные преобразователи). Поэтому для уменьшения эксплуатационных расходов важное значение имеют энергетические показатели машин: КПД и коэффициент мощности. При проектировании электрической машины путем оптимального выбора ее основных параметров и электромагнитных нагрузок стремятся получить наиболее выгодные значения КПД и коэффициента мощности при номинальной нагрузке. Однако эти значения связаны определенным образом с номинальной мощностью машины, поэтому чем меньше номинальная мощность электрической машины, тем меньше ее КПД и коэффициент мощности.

Требования, предъявляемые к электрическим микромашинам автоматических устройств. Электрические микромашины кроме общих технических требований должны также обеспечивать:

1) высокую точность преобразования входного сигнала в выходной, например частоту вращения в выходное

напряжение в тахогенераторах или управляющее напряжение в частоту вращения в исполнительных двигателях;

2) стабильность выходных характеристик при изменении условий эксплуатации, например температуры окружающей среды;

3) линейность характеристик при изменении управляющего сигнала и нагрузки;

4) высокое быстродействие;

5) широкий диапазон регулирования.

Для выполнения этих требований при создании электрической микромашины в ряде случаев отступают от принципов оптимального проектирования, принятых для машин средней и большой мощности. Так, например, для уменьшения погрешностей в информационных электрических микромашинах выбирают относительно небольшие электромагнитные нагрузки и увеличивают воздушный зазор между статором и ротором. В исполнительных двигателях и других микромашинах, выполняющих силовые функции, для увеличения развиваемого машиной момента электромагнитные нагрузки выбирают максимально возможными по условиям отвода теплоты от машины. Это приводит к ухудшению энергетических показателей — КПД и коэффициента мощности, которые весьма важны для электрических машин средней и большой мощности, однако в микромашинах показатели, характеризующие точность, быстродействие, диапазон регулирования, могут иметь преобладающее значение.

Кроме перечисленных требований к отдельным видам микромашин предъявляются специфические требования, обусловленные особенностями их эксплуатации. Так, микромашины, применяемые в звукозаписывающей и звуковоспроизводящей аппаратуре, должны иметь низкий уровень создаваемых шумов; микромашины, используемые в радиоаппаратуре, не должны создавать значительных радиопомех; при установке их, например, в ядерных реакторах и космических аппаратах должна быть обеспечена радиационная устойчивость. Все это также накладывает определенные ограничения на конструкции соответствующих микромашин и приводит к увеличению их массы, габаритных размеров и ухудшению энергетических показателей.

§ 2.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформатор — статическое электромагнитное устройство, имеющее две или больше индуктивно связанных обмоток и предназначенное для преобразования посредством электромагнитной индукции одной или нескольких систем переменного тока в одну или несколько других систем переменного тока.

Назначение трансформаторов. С помощью трансформаторов повышается или понижается напряжение, изменяется число фаз, в некоторых случаях преобразуется частота переменного тока. Возможность передачи электрических сигналов от одной обмотки к другой посредством взаимной индукции была открыта *М. Фарадеем* в 1831 г.: при изменении тока в одной из обмоток, намотанной на стальной магнитопровод, в другой обмотке индуцировались ЭДС. Однако первый практически работающий трансформатор создал известный изобретатель *П. Н. Яблочков* в содружестве с *И. Ф. Усагиным* в 1876 г. Это был двухобмоточный трансформатор с разомкнутым магнитопроводом.

В дальнейшем несколько конструкций однофазных трансформаторов с замкнутым магнитопроводом были созданы венгерскими электротехниками *О. Блати*, *М. Дери* и *К. Циперновским*. Для развития трансформаторостроения и вообще электромашиностроения большое значение имели работы проф. *А. Г. Столетова* по исследованию магнитных свойств стали и расчету магнитных цепей.

Важная роль в развитии электротехники принадлежит *М. О. Доливо-Добровольскому*, разработавшему основы теории многофазных и, в частности, трехфазных переменных токов и создавшего первые трехфазные электрические машины и трансформаторы. Трехфазный трансформатор современной формы с параллельными стержнями, расположенными в одной плоскости, был изобретен им в 1891 г. С тех пор происходило дальнейшее конструктивное

усовершенствование трансформаторов, уменьшалась их масса и габариты, повышалась экономичность. Основные положения теории трансформаторов были разработаны в трудах *Е. Арнольда* и *М. Видмара*.

В развитии теории трансформаторов и совершенствовании их конструкции большое значение имели работы советских ученых *В. В. Корицкого*, *Л. М. Пиотровского*, *Г. Н. Петрова*, *А. В. Сапожникова*, *А. В. Трамбицкого* и др.

Области применения трансформаторов. Трансформаторы широко используют для следующих целей.

1. В системах передачи и распределения электрической энергии. Обычно на электростанциях генераторы переменного тока вырабатывают электрическую энергию при напряжении 6...24 кВ. Передавать электроэнергию на дальние расстояния выгодно при больших напряжениях, поэтому на каждой электростанции устанавливают трансформаторы, повышающие напряжение. В настоящее время для высоковольтных линий электропередачи в СССР применяют силовые трансформаторы с масляным охлаждением напряжением 330, 500 и 750 кВ, мощностью до 1200...1600 МВ·А. В связи со строительством дальних линий электропередачи Экибастуз—Центр, Экибастуз—Урал и других напряжением 1150 кВ переменного тока наша электропромышленность создала трансформаторные группы, состоящие из трех однофазных трансформаторов мощностью 667 МВ·А, а для линий 1500 В постоянного тока—двенадцатифазные преобразовательные блоки с четырехобмоточными трансформаторами общей мощностью 1500 МВ·А. КПД таких трансформаторов составляет 98...99% и выше. Для перспективных линий электропередачи переменного тока напряжением 1800...2000 кВ и постоянного тока напряжением 3000 кВ разрабатывают трансформаторы мощностью 1320 МВ·А на одну фазу.

Электрическая энергия распределяется между промышленными предприятиями и населенными пунктами, в городах и сельских местностях, а также внутри промышленных предприятий по воздушным и кабельным линиям при напряжении 220, 110, 35, 20, 10 и 6 кВ. Следовательно, во всех узлах распределительных сетей должны быть установлены трансформаторы, понижающие напряжение. Кроме того, понижающие трансформаторы следует устанавливать в пунктах потребления электроэнергии, так как большинство электрических потребителей переменного тока работает при напряжениях 220, 380 и 660 В. Таким образом, электрическая энергия при передаче от электрических станций к потребителям подвергается в трансформаторах многократному преобразованию (3...5 раз). Применяемые для этих целей трансформаторы могут быть одно- и трехфазными, двух- и трехобмоточными.

2. В преобразовательных устройствах для обеспечения нужной схемы включения вентилей и согласования напряжений на входе и выходе преобразователя. В вентильных преобразователях, выпрямляющих переменный ток или преобразующих его из постоянного в переменный (инверторы), отношение напряжений на входе и выходе зависит от схемы включения вентилей. Поэтому если на вход преобразователя подается стандартное напряжение, то на выходе получается нестандартное. Для устранения этого недостатка вентильные преобразователи, как правило, снабжают трансформаторами, обеспечивающими стандартное выходное напряжение при принятой схеме включения вентилей. Кроме того, ряд схем включения вентилей требует обязательного применения трансформатора. Трансформаторы, применяемые для этой цели, называют *преобразовательными*. Их мощность достигает тысяч киловольт-ампер, напряжение 110 кВ; они работают при частоте 50 Гц и более. Рассматриваемые трансформаторы выполняют одно-, трех- и многофазными с регулированием выходного напряжения в широких пределах и без регулирования.

В последнее время для возбуждения мощных турбо- и гидрогенераторов, электропривода и других целей все шире начинают применять трансформаторы с естественным воздушным охлаждением напряжением 3...24 кВ и мощностью 133...6300 кВ·А. Благодаря использованию в этих трансформаторах новой теплостойкой изоляции удастся повысить их нагрузочную способность и в 1,3...1,5 раз сократить массогабаритные показатели по сравнению с применявшимися ранее трансформаторами с масляным охлаждением.

3. В различных электротехнологических установках для технологических целей: сварки (сварочные трансформаторы), питания электротермических установок (электропечные трансформаторы) и др. Мощность их достигает десятков тысяч киловольт-ампер при напряжении до 10 кВ; они работают обычно при частоте 50 Гц.

4. В устройствах связи, автоматики и телемеханики, электробытовых приборов, для питания цепей радио- и телевизионной аппаратуры, разделения электрических цепей различных элементов этих устройств; согласования напряжений и т. п. Трансформаторы, используемые в этих устройствах, обычно имеют малую мощность (от нескольких вольт-ампер до нескольких киловольт-ампер), невысокое напряжение, работают при частоте 50 Гц и более. Их выполняют двух-, трех- и многообмоточными; условия работы, предъявляемые к ним требования и принципы проектирования весьма специфичны.

5. В электроизмерительных устройствах для включения электроизмерительных приборов в электрические цепи

высокого напряжения или в цепи, по которым проходят большие токи, с целью расширения пределов измерения и обеспечения электробезопасности. Трансформаторы, применяемые для этой цели, называют *измерительными*. Они имеют сравнительно небольшую мощность, определяемую мощностью, потребляемой электроизмерительными приборами, реле и др.

Трансформаторы, перечисленные в пп. 1, 2, 3 и частично в п. 4, предназначенные для преобразования электрической энергии в сетях энергосистем и потребителей электрической энергии, называют *силовыми*. Для режима их работы характерны неизменная частота переменного тока и очень малые отклонения первичного и вторичного напряжений от номинальных значений.

Силовые трансформаторы, выпускаемые отечественными заводами, разделены на несколько групп (габаритов) от I до VIII. Например, трансформаторы мощностью до $100 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ включительно относят к габариту I, от 160 до $630 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ — к габариту II, от 1000 до $6300 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ — к габариту III и т. п.

В данной главе в основном рассматривается теория силовых трансформаторов; другие виды трансформаторов рассмотрены кратко на основе общей теории.

§ 2.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СХЕМА И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Электромагнитная схема однофазного двухобмоточного трансформатора состоит из двух обмоток (рис. 2.1), размещенных на замкнутом магнитопроводе, выполненном из ферромагнитного материала. Применение ферромагнитного магнитопровода позволяет усилить электромагнитную связь между обмотками, т. е. уменьшить магнитное сопротивление контура, по которому проходит магнитный поток машины.



Рис. 2.1. Электромагнитная система однофазного трансформатора:
1, 2 — первичная и вторичная обмотки; 3 — магнитопровод

Первичную обмотку 1 подключают к источнику переменного тока — электрической сети с напряжением u_1 . К вторичной обмотке 2 присоединяют сопротивление нагрузки Z_M .

Обмотку более высокого напряжения называют *обмоткой высшего напряжения (ВН)*, а низкого напряжения — *обмоткой низшего напря-*

жения (НН). Начала и концы обмотки ВН обозначают буквами *A* и *X*; обмотки НН — буквами *a* и *x*.

Принцип действия. При подключении к сети в первичной обмотке возникает переменный ток i_1 , который создает переменный магнитный поток Φ , замыкающийся по магнитопроводу. Поток Φ индуцирует в обеих обмотках переменные ЭДС — e_1 и e_2 , пропорциональные, согласно закону электромагнитной индукции, числами витков w_1 и w_2 соответствующей обмотки и скорости изменения потока $d\Phi/dt$. Таким образом, мгновенные значения ЭДС, индуцированные в каждой обмотке, $e_1 = -w_1 d\Phi/dt$; $e_2 = -w_2 d\Phi/dt$.

Отношение мгновенных и действующих ЭДС в обмотках определяются выражением

$$E_1/E_2 = e_1/e_2 = w_1/w_2. \quad (2.1)$$

Если пренебречь падениями напряжения в обмотках трансформатора, которые обычно не превышают 3...5% от номинальных значений напряжений U_1 и U_2 , и считать $E_1 \approx U_1$ и $E_2 \approx U_2$, то получим

$$U_1/U_2 \approx w_1/w_2. \quad (2.2)$$

Следовательно, подбирая соответствующим образом числа витков обмоток, при заданном напряжении U_1 можно получить желаемое напряжение U_2 . Если необходимо повысить вторичное напряжение, то число витков w_2 берут больше числа w_1 ; такой трансформатор называют *повышающим*. Если требуется уменьшить напряжение U_2 , то число витков w_2 берут меньшим w_1 , такой трансформатор называют *понижающим*.

Коэффициент трансформации. Отношение ЭДС $E_{ВН}$ обмотки высшего напряжения к ЭДС $E_{НН}$ обмотки низшего напряжения (или отношение их чисел витков) называют *коэффициентом трансформации*:

$$k = E_{ВН}/E_{НН} = w_{ВН}/w_{НН}. \quad (2.3)$$

Коэффициент k всегда больше единицы.

В системах передачи и распределения энергии в ряде случаев применяют трехобмоточные трансформаторы, а в устройствах радиоэлектроники и автоматики — многообмоточные трансформаторы. В таких трансформаторах на магнитопроводе размещают три или более изолированных друг от друга обмоток, что позволяет при питании одной из обмоток получать два или более различных напряжений (U_2 , U_3 , U_4 и т. д.) для электроснабжения двух или большего числа групп потребителей. В трехобмоточных силовых трансформаторах различают обмотки высшего, низшего и среднего (СН) напряжений.

В трансформаторе преобразуются только напряжения и токи. Мощность остается приблизительно постоянной (она несколько уменьшается из-за внутренних потерь энергии в трансформаторе). Следовательно,

$$I_1/I_2 \approx U_2/U_1 \approx w_2/w_1. \quad (2.4)$$

При увеличении вторичного напряжения трансформатора в k раз по сравнению с первичным ток i_2 во вторичной обмотке соответственно уменьшается в k раз.

Трансформатор может работать только в цепях переменного тока. Если первичную обмотку трансформатора подключить к источнику постоянного тока, то в его магнитопроводе образуется магнитный поток, постоянный во времени по величине и направлению. Поэтому в первичной и вторичной обмотках в установившемся режиме не индуцируются ЭДС, а следовательно, не передается электрическая энергия из первичной цепи во вторичную. Такой режим опасен для трансформатора, так как из-за отсутствия ЭДС E_1 в первичной обмотке ток $I_1 = U_1/R_1$ весьма большой.

Важным свойством трансформатора, используемым в устройствах автоматики и радиоэлектроники, является способность его преобразовывать нагрузочное сопротивление. Если к источнику переменного тока подключить сопротивление R через трансформатор с коэффициентом трансформации k , то для цепи источника

$$R' = P_1/I_1^2 \approx P_2/I_1^2 \approx I_2^2 R/I_1^2 \approx k^2 R, \quad (2.5)$$

где P_1 — мощность, потребляемая трансформатором от источника переменного тока, Вт; $P_2 = I_2^2 R \approx P_1$ — мощность, потребляемая сопротивлением R от трансформатора.

Таким образом, *трансформатор изменяет значение сопротивления R в k^2 раз.* Это свойство широко используют при разработке различных электрических схем для согласования сопротивлений нагрузки с внутренним сопротивлением источников электрической энергии.

§ 2.3. УСТРОЙСТВО ТРАНСФОРМАТОРОВ

Основные конструктивные элементы трансформатора — магнитная система, обмотки, система изоляции, вводы.

Магнитная система. В зависимости от конфигурации магнитной системы трансформаторы подразделяют на *стержневые* (рис. 2.2, а), *броневые* (рис. 2.2, б) и *тороидальные* (рис. 2.2, в). *Стержнем* называют часть магнитопровода, на которой размещают обмотки. *Ярмом* называют часть магнитопровода, на которой обмотки отсутствуют. Трансформаторы большой и средней мощности обычно выполняют стержневыми. Они имеют лучшие условия охлаждения и меньшую массу, чем броневые.

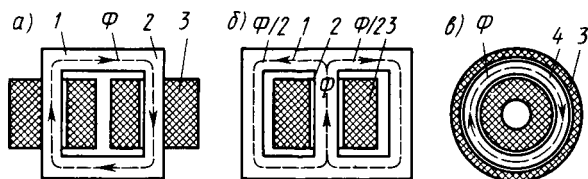


Рис. 2.2. Основные типы однофазных трансформаторов: стержневой (а); броневой (б); тороидальный (в); 1—ядро; 2—стержень; 3—обмотки; 4—тороидальный магнитопровод

Для уменьшения потерь от вихревых токов магнитопроводы трансформаторов (рис. 2.3) собирают из изолированных листов электротехнической стали толщиной 0,28...0,5 мм при частоте 50 Гц. Обычно применяют анизотропную холоднокатаную сталь с ребровой структурой (марки 3412—3416) и содержанием кремния 2,8...3,8%. Магнитные свойства этой стали резко улучшаются при совпадении направлений магнитного потока и прокатки: потери в стали на перемагничивание уменьшаются в 2...3 раза, а магнитная проницаемость и индукция насыщения возрастают. Однако использование холоднокатаной стали усложняет конструкцию и технологию изготовления магнитопроводов, так как при этом требуется исключить прохождение магнитного потока поперек направления прокатки или по крайней мере уменьшить длину участков, на которых это явление возникает.

По способу сборки различают стыковые и шихтованные магнитопроводы. В *стыковых магнитопроводах* стержни и ядра собирают и скрепляют отдельно, затем устанавливают встык и соединяют между собой. В месте стыка во избежание замыкания листов устанавливают изоляционные прокладки.

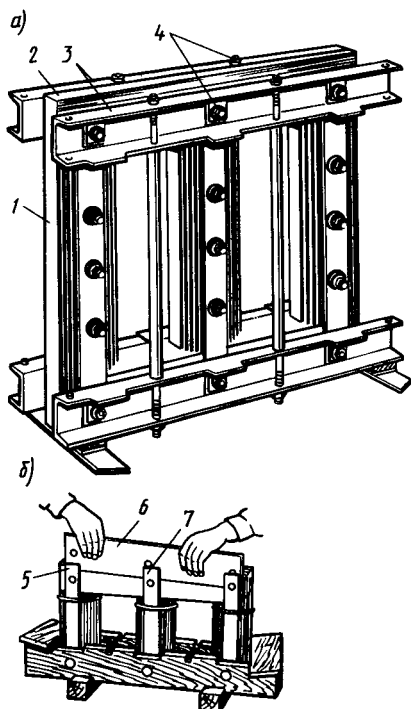


Рис. 2.3. Магнитная система силового трансформатора:

общий вид (а); сборка магнитопровода (б); 1—стержень; 2—ядро; 3—опорные балки; 4—стяжные шпильки; 5 и 7—листы крайнего и среднего стержней; 6—листы верхнего ядра

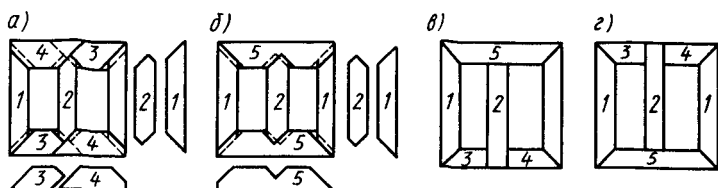


Рис. 2.4. Расположение листов в двух смежных слоях магнитопровода силового трехфазного трансформатора:

1, 3, 5-й и другие слои (а, в); 2, 4, 6 и другие слои (б, г); 1 — листы крайних стержней; 2 — листы среднего стержня; 3, 4, 5 — листы верхнего и нижнего ярма

В шихтованных магнитопроводах ярма и стержни собирают как цельную конструкцию с взаимным перекрытием отдельных слоев в месте стыка («впереплет»). Каждый слой состоит из двух-трех листов. При сборке магнитопровода листы в двух смежных слоях располагают так, что листы каждого последующего слоя перекрывают стык в листах предыдущего слоя, существенно уменьшая магнитное сопротивление в месте сочленения (рис. 2.4, а, б). После сборки магнитопровода листы верхнего ярма вынимают, на стержни устанавливают катушки и ярмо снова ставят на место (см. рис. 2.3, б). Шихтованные магнитопроводы имеют значительно меньшее магнитное сопротивление, чем стыковые; поэтому последние применяют сейчас только в микротрансформаторах.

При изготовлении магнитопроводов из холоднокатаной текстурованной стали листы в местах сочленения крайних стержней с ярмами скашивают примерно на 45° (рис. 2.4, в, г). Скос листов позволяет уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода и потери мощности в нем, так как при прямоугольной форме листов в местах поворота магнитного потока на 90° возникают добавочные потери из-за несовпадения направлений индукционных линий и прокатки стали. Сборка магнитопроводов из листов с косым стыком весьма трудоемка, так как в целях перекрытия стыков листов при шихтовке приходится смещать их по длине. Поэтому в силовых трансформаторах широко применяют комбинированный способ шихтовки, при котором стыки листов ярма со средним стержнем (рис. 2.4, в, г) делают прямыми, а с крайними стержнями — косыми или первый слой листов выполняют с косыми стыками, а второй — с прямыми.

Стержни магнитопровода в силовых трансформаторах сравнительно небольшой мощности имеют прямоугольное или крестовидное сечение (рис. 2.5, а, б), а в более мощных — ступенчатое, по форме приближающееся к кругу (рис. 2.5, в) (их собирают из листов различной ширины).

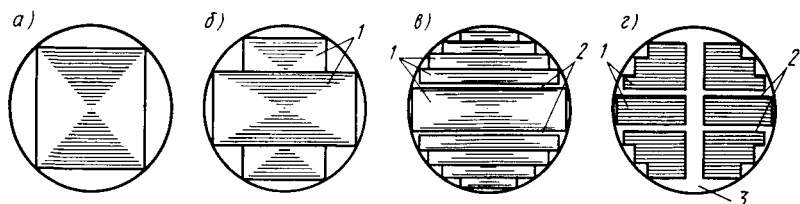


Рис. 2.5. Формы сечения стержней силовых трансформаторов:
1 — пакет листов; 2 — продольные каналы; 3 — поперечный канал

Такая форма обеспечивает получение требуемого поперечного сечения стержня при минимальном диаметре, что позволяет уменьшить длину витков обмоток, а следовательно, и расход обмоточных проводов. При большом сечении стержней их собирают из отдельных стальных пакетов, между которыми располагают продольные каналы шириной 5...6 мм, а в некоторых конструкциях и поперечный канал (рис. 2.5, г) для циркуляции охлаждающей жидкости.

Стяжку листов стержней (опрессовку стержней) в силовых трансформаторах сравнительно небольшой мощности осуществляют с помощью деревянных или пластмассовых планок и стержней, устанавливаемых между стальным стержнем и жестким изоляционным цилиндром, на котором намотана обмотка НН (рис. 2.6, а).

В более мощных трансформаторах с магнитопроводами из холоднокатаной анизотропной стали стержни стягивают бандажами из стеклоленты или стальной ленты (рис. 2.6, б). Чтобы стальные бандажки не образовали короткозамкнутых витков, их разрезают и стягивают с помощью изоляционных пряжек. Для получения равномерного сжатия стальных листов перед наложением бандажей стержень опрессовывают на сборочном стенде. Опрессовка стержней обеспечивает необходимую жесткость конструкции магнитопровода и предотвращает повышенную вибрацию его листов,

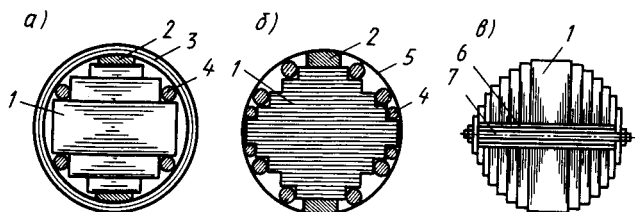


Рис. 2.6. Способы прессовки стержней:
1 — шихтованный стержень; 2 — деревянная планка; 3 — изоляционный цилиндр катушки; 4 — деревянный стержень; 5 — бандаж из стеклоленты; 6 — изоляционная трубка; 7 — стальная шпилька

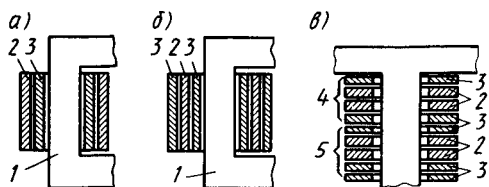


Рис. 2.7. Расположение обмоток на стержнях в трансформаторах:

1—стержень; 2—обмотка ВН; 3—обмотка НН; 4, 5—группа катушек

сопровождающую шумом. Имеются также конструкции магнитопроводов, в которых стержни стягивают стальными шпильками, изолированными относительно стержней трубками из изоляционного материала (рис. 2.6, в). Такой способ опрессовки при хо-

лоднокатаной стали недопустим, так как магнитные силовые линии огибают отверстия, пробитые в стальных листах для шпилек, и, следовательно, отклоняются от направления проката стали.

Ярма, соединяющие стержни, выполняют обычно прямоугольного, Т-образного или ступенчатого сечения на 2...5% больше сечения стержней. Это уменьшает индукцию в стали ярма и потери мощности в ней. Ярма стягивают с помощью деревянных или стальных опорных балок, бандажей из стеклоленты или стальной ленты, или посредством шпилек.

Магнитопровод вместе с опорными балками и другими прессующими деталями образует остов трансформатора. При работе силовых трансформаторов магнитопровод и другие стальные части находятся в сильном электрическом поле, вследствие чего они могут приобрести электрический заряд. Чтобы избежать этого, остов заземляют с помощью медных лент.

Обмотка. В современных трансформаторах первичную и вторичную обмотки стремятся расположить для лучшей магнитной связи как можно ближе друг к другу. При этом на каждом стержне магнитопровода размещают обе обмотки либо концентрически—одну поверх другой, либо в виде нескольких дисковых катушек, чередующихся по высоте стержня. В первом случае обмотки называют *концентрическими*, во втором—*чередующимися*. В силовых трансформаторах обычно применяют концентрические обмотки, причем ближе к стержням располагают обмотку НН, требующую меньшей изоляции относительно остова трансформатора, а снаружи—обмотку ВН (рис. 2.7, а).

В некоторых случаях для уменьшения индуктивного сопротивления рассеяния обмоток применяют двойные концентрические (расщепленные) обмотки (рис. 2.7, б), в которых обмотку НН делят на две части с одинаковым числом витков. Аналогично можно выполнить и обмотку ВН. При чередующихся обмотках (рис. 2.7, в) всю обмотку подразделяют на симметричные группы, состоящие из одной или несколь-

ких катушек ВН и расположенных по обе стороны от них двух или нескольких катушек НН. Чередующиеся обмотки применяют редко и в основном для специальных трансформаторов.

Обмотки трансформаторов изготавливают из медных или алюминиевых проводов. При использовании алюминия поперечное сечение провода берется примерно на 70% больше, чем при использовании меди из-за большего удельного электрического сопротивления алюминия. В связи с этим габариты и масса трансформаторов с алюминиевыми обмотками больше, чем у трансформаторов с медными обмотками. При сравнительно небольших мощностях и токах обмотки выполняют из изолированного провода круглого сечения, при больших мощностях и токах применяют провода прямоугольного сечения. В ряде случаев обмотки наматывают из нескольких параллельных проводов.

Изоляция силовых трансформаторов. В трансформаторах изоляцию обмоток подразделяют на главную — изоляцию их от магнитопровода и между собой (обмоток НН от ВН) и продольную — изоляцию между витками, слоями и катушками каждой обмотки. Имеется также изоляция отводов от обмоток, переключателей и выводов. Изоляция обмоток трансформатора от заземленных частей и друг от друга определяется в основном электрической прочностью при частоте 50 Гц. Она обеспечивается соответствующим выбором величины изоляционных промежутков, которые в масляных трансформаторах одновременно выполняют роль охлаждающих каналов.

Чтобы предотвратить пробой изоляции при воздействии на обмотку импульсных перенапряжений в высоковольтных трансформаторах, между обмотками дополнительно ставят жесткие бумажно-бакелитовые цилиндры или мягкие цилиндры из электроизоляционного картона. При этом (во избежание электрического разряда по поверхности изоляционных цилиндров) они должны иметь по высоте большие размеры, чем обмотки (рис. 2.8). Между обмотками высшего напряжения различных фаз устанавливают межфазную изоляционную перегородку. Изоляционное расстояние обмоток от ярма обеспечивают шайбами и прокладками из электроизоляционного картона. Между концевой изоляцией обмотки и ярмовыми балками магнитопровода в некоторых трансформаторах устанавливают металлические разрезные или неметаллические прессующие кольца.

В трансформаторах напряжением 35 кВ для защиты от атмосферных перенапряжений две начальные и две конечные катушки обмотки высшего напряжения выполняют с усиленной изоляцией. Такая изоляция ухудшает условия охлаждения начальных и конечных катушек, поэтому их выполняют из провода большего поперечного сечения.

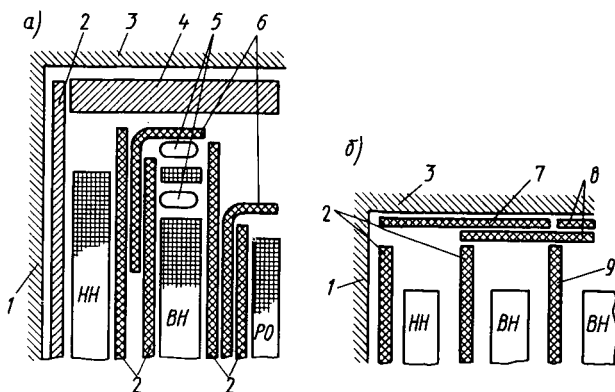


Рис. 2.8. Конструкция главной изоляции трансформаторов класса напряжения 110 кВ (а) и 35 кВ (б):

1—стержень магнитопровода; 2—изоляционные цилиндры; 3—ядро; 4—прессующее кольцо; 5—емкостные кольца; 6—изоляционные угловые шайбы; 7—изоляционная шайба; 8—изоляционные прокладки; 9—междуфазная перегородка; ВН и НН—обмотка высшего и низшего напряжений; РО—регулирующая обмотка

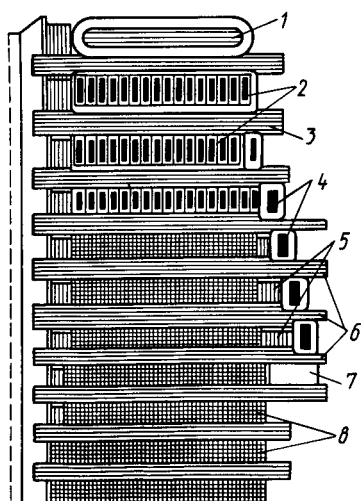


Рис. 2.9. Установка емкостного кольца и экранирующих витков на обмотке:

1—емкостное кольцо; 2—дисковые входные катушки с дополнительной изоляцией; 3—изоляционные прокладки; 4—экранирующие витки; 5—изоляционные полосы; 6—выступы удлиненных прокладок; 7—опорный изоляционный сегмент; 8—непрерывная обмотка

В трансформаторах напряжением 110 кВ и выше для уменьшения напряжения на концевых катушках обмотки высшего напряжения и выравнивания электрического поля у концов обмотки применяют емкостную компенсацию в виде экранирующих витков и емкостных колец (рис. 2.9), которые служат электрическими экранами.

Изоляция между катушками, слоями и витками (продольная изоляция) обеспечивает электрическую прочность обмотки при частоте 50 Гц и при воздействии импульсных перенапряжений. Обычно межкатушечную изоляцию осуществляют радиальными масляными каналами, простыми и угловыми шайбами из электроизоляционного картона. В качестве межслойной изоляции обычно применяют несколько слоев кабельной бу-

маги, электроизоляционный картон или лакоткань. Изоляцию между витками обеспечивают в основном собственной изоляцией обмоточного провода.

В трансформаторах с воздушным охлаждением изоляцию выполняют, как и во вращающихся электрических машинах, посредством изоляционных пленок и пропиточных лаков. Высокая стоимость изоляционных материалов и трудоемкость выполнения изоляции повышают общую стоимость трансформаторов по сравнению с масляными.

Вводы трансформатора. Для вывода наружу концов от обмоток в трансформаторах, охлаждаемых маслом или негорючим жидким диэлектриком, используют проходные фарфоровые изоляторы, размещаемые на крышке или на стенке бака. Проходной изолятор вместе с токоведущим стержнем и крепежными деталями называют *вводом*.

Вводы трансформаторов, устанавливаемых внутри помещений, имеют гладкую наружную поверхность (рис. 2.10, а), а вводы трансформаторов, предназначенных для наружной установки, снабжают ребрами (рис. 2.10, б), число которых зависит от напряжения соответствующей обмотки трансформатора. При наличии ребер увеличивается расстояние между токоведущим стержнем и корпусом по поверхности изолятора и уменьшается вероятность поверхностного разряда во время дождя, при попадании на изолятор листьев и т. п. Крепление ввода к крышке бака и токоведущего стержня в изоляторе должно быть прочным, а применяемые уплотнения — маслостойкими.

При напряжениях свыше 110 кВ вводы часто выполняют составными — из двух фарфоровых изоляторов (рис. 2.10, в). Внутри такой ввод заполняют маслом, не сообщаемым с маслом, находящимся в баке трансформатора. Токоведущий

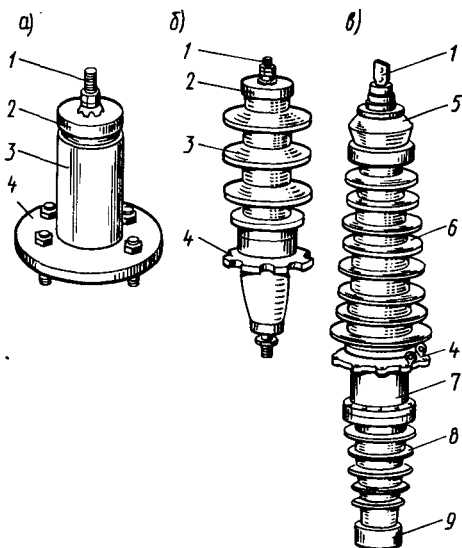


Рис. 2.10. Вводы трансформаторов: для внутренней установки (а); для наружной установки (б); маслонаполненные для напряжения 110 кВ (в); 1 — токоведущий стержень; 2 — колпак; 3 — фарфоровый изолятор; 4 — металлический фланец; 5 — маслорасширитель с масляным затвором; 6 — верхняя фарфоровая крышка; 7 — соединительная чугунная втулка; 8 — нижняя фарфоровая крышка; 9 — алюминиевый экран

кабель проходит внутри металлической трубы, которую изолируют кабельной бумагой или бумажно-бакелитовыми цилиндрами с установленными в них металлическими обкладками из фольги (для выравнивания электрического поля).

§ 2.4 ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Конструктивное выполнение трансформатора определяется в значительной мере способом его охлаждения, который зависит от номинальной мощности. При увеличении мощности трансформатора необходимо увеличивать и интенсивность его охлаждения. В силовых трансформаторах для отвода теплоты от обмоток и магнитопровода применяют следующие способы охлаждения: воздушное, масляное и посредством негорючего жидкого диэлектрика. Каждый вид охлаждения имеет соответствующее условное обозначение.

Трансформаторы с воздушным охлаждением (сухие трансформаторы). При естественном воздушном охлаждении магнитопровод, обмотки и другие части трансформатора имеют

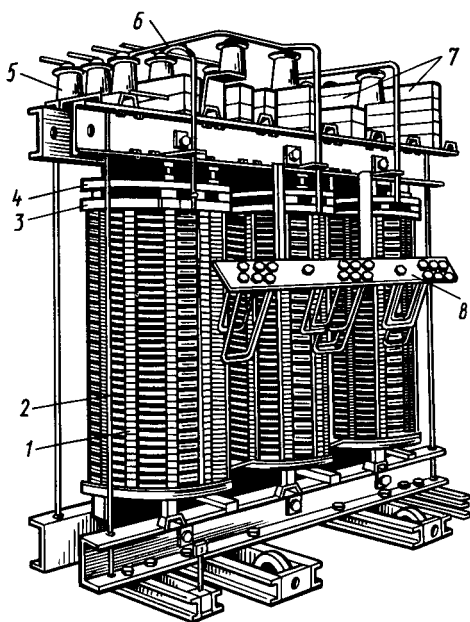


Рис. 2.11. Сухой трансформатор мощностью 320 кВ·А без кожуха:

1—вертикальные стяжные шпильки; 2—обмотки ВН; 3—фарфоровые подкладки для прессовки обмоток; 4—стальное прессующее кольцо; 5—опорные изоляторы отводов ВН; 6—отводы ВН; 7—фарфоровые подкладки для крепления отводов ВН; 8—панель зажимов ВН

непосредственно соприкосновение с окружающим воздухом, поэтому охлаждение их происходит путем конвекции воздуха и излучения. Сухие трансформаторы (рис. 2.11) устанавливают внутри помещений (в зданиях, производственных цехах и пр.), при этом главным требованием является обеспечение пожарной безопасности. В эксплуатации они удобнее масляных, так как исключают необходимость периодической очистки и смены масла. Отметим, что воздух обладает меньшей электрической прочностью, чем трансформаторное масло, поэтому в сухих трансформаторах все изоляционные проме-

жутки и вентиляционные каналы делают большими, чем в масляных. Из-за меньшей теплопроводности воздуха по сравнению с маслом электромагнитные нагрузки активных материалов в сухих трансформаторах меньше, чем в масляных, что приводит к увеличению сечения проводов обмотки и магнитопровода. Как следствие этого, масса активных частей (обмоток и магнитопровода) сухих трансформаторов больше, чем масляных. В настоящее время сухие трансформаторы имеют мощности до 10 МВ·А и напряжения обмотки ВН до 35 кВ. Их устанавливают только в сухих закрытых помещениях с относительной влажностью воздуха до 80% во избежание чрезмерного увлажнения обмоток.

Сухие трансформаторы с естественным воздушным охлаждением могут иметь открытое (С), защищенное (СЗ) или герметизированное (СГ) исполнение. Трансформаторы типа СЗ закрывают защитным кожухом с отверстиями, а типа СГ—герметическим кожухом. Для повышения интенсивности охлаждения применяют обдув обмоток и магнитопровода потоком воздуха от вентилятора. Сухие трансформаторы с воздушным дутьем условно обозначают СД.

Трансформаторы малой мощности выполняют, как правило, с охлаждением типа С. В некоторых случаях их помещают в корпус, залитый термореактивными компаундами на основе эпоксидных смол или других подобных материалов. Такие компаунды обладают высокими электроизоляционными и влагозащитными свойствами. После затвердевания они не расплавляются при повышенных температурах и обеспечивают надежную защиту трансформатора от механических и атмосферных воздействий.

Трансформаторы с масляным охлаждением. В трансформаторах с естественным масляным охлаждением (М) магнитопровод с обмотками

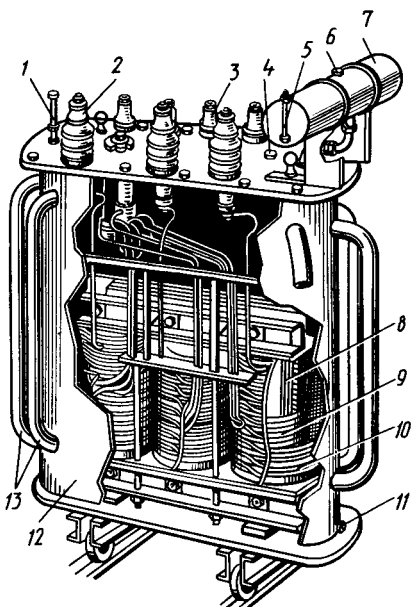


Рис. 2.12. Устройство трехфазного масляного трансформатора средней мощности:

1—термометр; 2—выводы обмотки ВН; 3—выводы обмотки НН; 4, 6—пробки для заливки масла; 5—указатель уровня масла; 7—расширитель; 8—магнитопровод; 9—обмотка НН; 10—обмотка ВН; 11—пробка для спуска масла; 12—бак для масла; 13—трубы для охлаждения масла

погружают в бак, наполненный тщательно очищенным минеральным (трансформаторным) маслом (рис. 2.12). Трансформаторное масло обладает более высокой теплопроводностью, чем воздух, и хорошо отводит теплоту от обмоток и магнитопровода трансформатора к стенкам бака, имеющего большую площадь охлаждения, чем трансформатор. Погружение трансформатора в бак со специальным маслом обеспечивает также повышение электрической прочности изоляции его обмоток и предотвращает ее увлажнение и потерю изоляционных свойств под влиянием атмосферных воздействий. При правильной эксплуатации масляных трансформаторов, когда температура изоляции в наиболее нагретом месте не превышает 105°C , трансформатор может служить 20 ... 25 лет. Повышение температуры на 8°C приводит к сокращению срока службы трансформатора примерно в 2 раза.

В трансформаторах мощностью 20 ... 30 кВ · А выделяется сравнительно небольшое количество теплоты, поэтому их баки имеют гладкие стенки. У более мощных трансформаторов (20 ... 1800 кВ · А) поверхность охлаждения бака искусственно увеличивают, применяя ребристые или волнистые стенки либо окружая бак системой труб, в которых масло циркулирует за счет конвекции. Для повышения интенсивности охлаждения в трансформаторах мощностью более 1800 кВ · А к баку пристраивают навесные или отдельно установленные трубчатые теплообменники (радиаторы), которые с помощью патрубков с фланцами сообщаются с внутренней полостью бака (рис. 2.12). В радиаторе происходит усиленная циркуляция масла и интенсивное охлаждение. Масляные трансформаторы типа М применяют для мощностей 10 ... 10 000 кВ · А.

Трансформаторы мощностью 10 000 ... 63 000 кВ · А выполняют обычно с дутьем (тип Д). В этом случае теплоотдача с поверхности радиаторов форсируется путем обдува их вентиляторами. Каждый радиатор обдувается двумя вентиляторами, при этом теплоотдача увеличивается в 1,5 ... 1,6 раза. В трансформаторах с охлаждением типа ДЦ масло насосом откачивается из бака и прогоняется через навесные или отдельно установленные теплообменники (охладители), обдуваемые воздухом. Охлаждение с принудительной циркуляцией масла применяют при мощностях 16 000 ... 250 000 кВ · А и выше. При использовании масляно-водяного охлаждения нагретое масло проходит через теплообменники, охлаждаемые водой. Циркуляция масла осуществляется за счет естественной конвекции (при охлаждении типа МВ) или же с помощью насоса (при охлаждении типа Ц).

Трансформаторы, охлаждаемые негорючим жидким диэлектриком. Трансформаторы с охлаждением типов Н и НД

выполняют с герметизированным баком, заполненным негорючим жидким диэлектриком. Обычно применяют синтетические изоляционные материалы — совтол и др., которые имеют примерно такие же электроизоляционные свойства и теплопроводность, как и трансформаторное масло. Трансформаторы с охлаждением типов Н и НД пожаробезопасны и могут устанавливаться в закрытых помещениях. Их выпускают мощностью 160 ... 2500 кВ · А при напряжении 6 и 10 кВ.

Защита масла от соприкосновения с атмосферным воздухом. Во время работы масло в трансформаторе нагревается и расширяется. При уменьшении нагрузки оно, охлаждаясь, возвращается к первоначальному объему. Поэтому масляные трансформаторы мощностью 25 кВ · А и выше имеют небольшой дополнительный *бак-расширитель* (рис. 2.12), соединенный с внутренней полостью основного бака. При нагревании трансформатора изменяется объем масла, находящегося в расширителе. Объем его составляет около 10% от объема масла в баке. Применение расширителя позволяет значительно сократить поверхность соприкосновения масла с воздухом, что уменьшает его загрязнение и увлажнение. Расширители имеют воздухоосушитель, заполненный сорбентом — веществом, поглощающим влагу из воздуха, поступающего в расширитель. При мощности 160 кВ · А и выше на них устанавливают также *термосифонный фильтр* для непрерывного обезвоживания и очистки масла. Для более надежного предохранения от окисления трансформаторы большой мощности выполняют герметизированными с полной изоляцией масла, находящегося в расширителе, от атмосферного воздуха. Это осуществляется с помощью подушки, образующейся из инертного газа (азота) и расположенной между поверхностью масла и гибкой растягивающейся мембраной — *азотная защита*. Трансформаторы с азотной защитой можно выполнять также и без расширителя.

Защита трансформатора от аварий. Для защиты от возможных аварий трансформаторы мощностью более 1000 кВ · А имеют специальные газовые реле, установленные в трубопроводе между основным баком и расширителем. При значительном выделении взрывоопасных газов, возникающих в результате разложения масла, реле автоматически выключает трансформатор, предупреждая развитие аварии. В этих трансформаторах устанавливают также *выхлопную трубу*, закрытую стеклянной мембраной. При внезапном повышении внутреннего давления образовавшиеся газы выдавливают мембрану и выходят в атмосферу, предотвращая деформацию бака.

Чтобы предотвратить появление высокого потенциала на обмотке НН при повреждении изоляции обмотки ВН, в трансформаторах, у которых обмотка НН имеет

напряжение до 0,69 кВ, между этой обмоткой и заземленным баком включают пробивной предохранитель, который пробивается при напряжении 1000 В.

§. 2.5. ИДЕАЛИЗИРОВАННЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Для выяснения сущности физических процессов, происходящих в трансформаторе, рассмотрим идеализированный трансформатор, у которого магнитный поток Φ полностью замыкается по стальному магнитопроводу и сцеплен с обеими обмотками, а потери в стали отсутствуют. К первичной обмотке трансформатора (рис. 2.13, а) подводится синусоидальное напряжение $u_1 = U_m \sin \omega t$, благодаря чему по этой обмотке проходит переменный ток, создающий переменный магнитный поток. Переменный поток наводит в обмотках трансформатора ЭДС $e_1 = -w_1 d\Phi/dt$; $e_2 = -w_2 d\Phi/dt$.

Режим холостого хода. В этом режиме цепь вторичной обмотки разомкнута и ток $i_2 = 0$. При этом для контура первичной обмотки трансформатора мгновенное значение приложенного к ней напряжения

$$u_1 = i_1 r_1 + w_1 d\Phi/dt. \quad (2.6)$$

Уравнение (2.6) справедливо, если принять, что не только $i_2 = 0$, но и отсутствуют потери в стали магнитопровода (от вихревых токов и гистерезиса); иначе эти потери должны были бы учитываться в виде потерь от тока, проходящего по замкнутой накоротко вторичной обмотке с большим активным сопротивлением. Вводя в формулу (2.6) значение ЭДС $e_1 = -w_1 d\Phi/dt$, индуцируемой в первичной обмотке переменным магнитным потоком, и пренебрегая падением напряжения в активном сопротивлении первичной обмотки $i_1 r_1$ из-за его малости, получают

$$u_1 + e_1 = 0, \quad (2.7)$$

т. е. напряжение, приложенное к первичной обмотке, практически полностью уравновешивается индуцированной в этой обмотке ЭДС.

Если питающее напряжение u_1 изменяется по синусоидальному закону $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$, то магнитный поток также изменяется синусоидально, отставая по фазе от приложенного напряжения на угол 90° :

$$\Phi = \int \frac{u_1}{w_1} dt = \frac{U_{1m}}{w_1} \int \sin \omega t dt = -\Phi_m \cos \omega t + C = \Phi_m \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right).$$

Можно показать, что постоянная интегрирования в установившемся режиме $C = 0$.

Связь между ЭДС и магнитным потоком определяется из уравнения

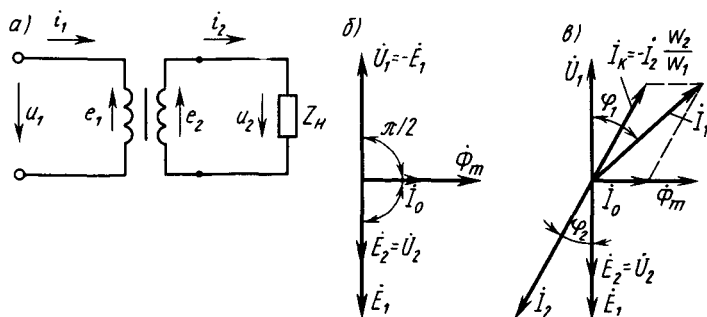


Рис. 2.13. Схема включения (а) и векторные диаграммы (б, в) идеализированного трансформатора

$$e_1 = -w_1 \frac{d}{dt} \left[\Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] = -w_1 \omega \Phi_m \times \\ \times \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) = 2\pi f w_1 \Phi_m \cos(\omega t - \pi/2)$$

и выражается для амплитудного значения ЭДС формулой $E_{1m} = 2\pi f w_1 \Phi_m$, для действующего значения — формулой

$$E_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m. \quad (2.8)$$

При синусоидальном характере изменения напряжения u_1 и ЭДС e_1 уравнение (2.7) можно представить в комплексной форме:

$$\dot{U} + \dot{E}_1 = 0. \quad (2.9)$$

Уравнение (2.9) справедливо для идеализированного трансформатора, в котором пренебрежимо мало активное сопротивление обмоток и отсутствуют потери в стали магнитопровода. Однако несмотря на принятые допущения, оно правильно определяет сущность качественных процессов, происходящих в трансформаторе, и поэтому является одним из фундаментальных в теории электрических машин. Количественные ошибки, вызванные идеализацией трансформатора, можно всегда довольно легко подсчитать.

Предположив, что насыщение в стали трансформатора отсутствует и весь магнитный поток замыкается по стальному магнитопроводу, ток первичной обмотки идеализированного трансформатора можно считать прямо пропорциональным магнитному потоку. Поэтому на векторной диаграмме идеализированного трансформатора в режиме холостого хода (рис. 2.13, б) ток холостого хода I_0 изображен вектором, совпадающим по направлению с вектором магнитного потока Φ_m . На этой же диаграмме векторы ЭДС $\dot{E}_1$ и напряже-

ния $\dot{U}_1$ показаны в противофазе в соответствии с уравнением (2.9), а вектор магнитного потока $\dot{\Phi}_m$ опережает вектор ЭДС на 90° . Поскольку магнитный поток не имеет действующего значения, на диаграмме показано его амплитудное значение. Там же показан вектор ЭДС $\dot{E}_2$, совпадающий по фазе с вектором $\dot{E}_1$, так как ЭДС E_2 индуцируется тем же самым магнитным потоком, что и E_1 , и может быть определена по формуле

$$E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m. \quad (2.10)$$

Работа под нагрузкой. В этом режиме для первичной обмотки идеализированного трансформатора мгновенное значение приложенного к ней напряжения

$$u_1 = w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} + w_1 \frac{d\Phi_2}{dt} = w_1 \frac{d}{dt}(\Phi_1 + \Phi_2),$$

где Φ_1 и Φ_2 — мгновенные значения потоков, создаваемых токами первичной и вторичной обмоток.

Обозначая $e_1 = -w_1 \frac{d}{dt}(\Phi_1 + \Phi_2)$, получают

$$u_1 + e_1 = 0,$$

т. е. такое же соотношение, как и при холостом ходе. Очевидно, если первичное напряжение при нагрузке идеализированного трансформатора остается неизменным, то величина ЭДС e_1 такая же, как и при холостом ходе. Следовательно, результирующий поток при нагрузке равен потоку при холостом ходе:

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_0,$$

или в комплексной форме

$$\dot{\Phi}_{m1} + \dot{\Phi}_{m2} = \dot{\Phi}_{m0}. \quad (2.11)$$

Неизменность магнитного потока при переходе от режима холостого хода к режиму нагрузки является важнейшим свойством трансформатора. Из этого свойства следует закон равновесия магнитодвижущих сил (МДС) в трансформаторе:

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_0, \quad (2.12)$$

где $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ — МДС, создаваемые первичной и вторичной обмотками трансформатора при нагрузке; $\dot{F}_0$ — МДС, создаваемая первичной обмоткой при холостом ходе.

При переменном токе оперируют с амплитудами МДС, при этом из (2.12) следует:

$$\sqrt{2} \dot{I}_1 w_1 + \sqrt{2} \dot{I}_2 w_2 = \sqrt{2} \dot{I}_0 w_1$$

или

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + [-\dot{I}_2 (w_2 / w_1)]. \quad (2.13)$$

Для наглядности уравнение (2.13) можно представить иначе:

$$\boxed{\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}_k}, \quad (2.14)$$

где $\dot{I}_k = -\dot{I}_2(w_2/w_1)$ — нагрузочная составляющая тока первичной обмотки (компенсационный ток).

Таким образом, МДС, создаваемая током I_k , равна по значению и противоположна по фазе МДС вторичной обмотки, т. е. компенсирует МДС вторичной обмотки. Это обуславливает неизменность магнитного потока трансформатора. Векторная диаграмма идеализированного трансформатора, работающего под нагрузкой, показана на рис. 2.13, в. Мощность нагрузочной составляющей первичного тока равна мощности, отдаваемой трансформатором нагрузке, так как

$$I_k E_1 \cos \varphi_2 = I_2 (w_2/w_1) E_2 (w_1/w_2) \cos \varphi_2 = I_2 E_2 \cos \varphi_2.$$

Следовательно, нагрузочная составляющая тока I_1 не только уравнивает МДС вторичной обмотки, но и обеспечивает поступление в трансформатор из сети мощности, отдаваемой приемнику электрической энергии, подключенному к вторичной обмотке.

Основные закономерности работы идеализированного трансформатора справедливы и для реальных трансформаторов.

§ 2.6. НАМАГНИЧИВАЮЩИЙ ТОК И ТОК ХОЛОСТОГО ХОДА

Значение и форма тока холостого хода определяются магнитным потоком трансформатора и свойствами его магнитной системы. Выше показано, что магнитный поток изменяется во времени синусоидально $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$, а его амплитуда определяется ЭДС:

$$\Phi_m = E_1 / (4,44 f w_1). \quad (2.15)$$

Так как при холостом ходе ЭДС практически равна напряжению, то значение магнитного потока определяется напряжением первичной обмотки, ее числом витков и частотой.

Намагничивающий ток. Свойства магнитной системы трансформатора описываются в основном магнитной характеристикой, представляющей собой графическое изображение зависимости магнитного потока Φ от МДС трансформатора F или намагничивающего тока I_μ , пропорционального МДС. Свойства электрических машин часто изображаются графически, так как многие зависимости, и в первую очередь магнитная характеристика, имеют весьма сложное аналитическое выражение.

Магнитная характеристика трансформатора, как и других машин переменного тока, дает связь между амплитудными или мгновенными значениями потока и МДС. Зависимость потока от тока можно получить экспериментально или

расчетно. При проектировании последний путь является единственным. Магнитную цепь трансформатора рассчитывают на основе закона полного тока. Для замкнутого контура магнитной цепи однофазного трансформатора (см. рис. 2.1) имеем

$$F = F_{\text{ст}} + F_{\text{я}} + F_3, \quad (2.16)$$

где $F_{\text{ст}} = H_{\text{ст}} l_{\text{ст}}$, $F_{\text{я}} = H_{\text{я}} l_{\text{я}}$, $F_3 = H_3 l_3$ — магнитные напряжения в стержнях, ярах и стыках; $H_{\text{ст}}$, $H_{\text{я}}$ и H_3 — напряженности магнитного поля на этих участках магнитной системы; $l_{\text{ст}}$, $l_{\text{я}}$ и l_3 — средние длины магнитных линий.

Напряженности магнитного поля $H_{\text{ст}}$ и $H_{\text{я}}$ определяют в зависимости от магнитных индукций в стержнях и ярах по экспериментальным данным для электротехнических сталей, из которых выполнены эти участки магнитной цепи.

В расчетных участках магнитопровода магнитная индукция $B = \Phi/S$, где S — площадь поперечного сечения данного участка магнитопровода. Длину магнитной линии принимают равной средней длине данного участка (стержня или яра).

Для магнитопровода, собранного «впереплет» (см. рис. 2.5), зазор между стыками листов составляет около 0,5 мм. Однако конструктивно каждый стык перекрывается листом стали, и в зазоре между стержнем и ярмом магнитный поток частично замыкается по воздуху, а частично по стали. Поэтому магнитное напряжение $H_3 l_3$ в стыках определяют по заводским экспериментальным данным, полученным для трансформаторов, сходных по конструкции и технологии изготовления.

Задавая значения магнитного потока 25, 50, 75, 100 и 125% от номинального значения, определяют индукции на отдельных участках, по которым находят напряженности магнитного поля $H_{\text{ст}}$, $H_{\text{я}}$ и H_3 , а затем по формуле (2.16) — МДС, соответствующую выбранному значению магнитного потока. По полученным точкам строят магнитную характеристику трансформатора $\Phi = f(F)$. Отличительная особенность этой кривой (рис. 2.14,а) — в ней практически отсутствует начальный линейный участок, типичный для других электрических машин.

Величину и форму кривой намагничивающего тока трансформатора легко определить графически (рис. 2.14,б). В левом верхнем квадранте изображена синусоидальная кривая изменения магнитного потока во времени, а в правом верхнем — кривая намагничивания трансформатора, в которой МДС заменена пропорциональным ей током $i_{\mu} = F/w_1$.

В правом нижнем квадранте показана искомая зависимость изменения во времени намагничивающего тока. Чтобы построить ее по кривой намагничивания, для моментов

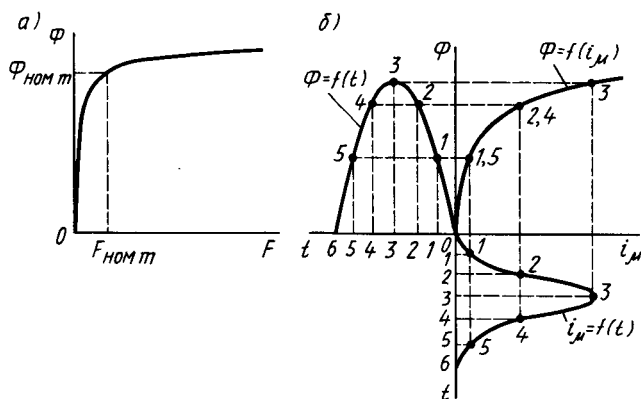


Рис. 2.14. Магнитная характеристика трансформатора (а) и построение кривой намагничивающего тока (б)

времени 0...6 определяют значения намагничивающего тока i_μ , соответствующие мгновенным значениям магнитного потока. Эта кривая несинусоидальна, так как зависимость между током i_μ и потоком Φ нелинейна. Чем сильнее насыщение магнитной системы, тем больше выражена несинусоидальность намагничивающего тока.

Действующее значение намагничивающего тока

$$I_\mu = \sqrt{I_{\mu 1}^2 + I_{\mu 3}^2 + I_{\mu 5}^2 + I_{\mu 7}^2 + \dots} = I_{\mu 1} \sqrt{1 + \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 + \dots} = k_d I_{\mu 1}, \quad (2.17)$$

где $\alpha, \beta, \gamma \dots$ — коэффициенты, показывающие относительное содержание высших гармонических в кривой тока.

Для практических расчетов можно ограничиться учетом третьей и пятой гармонических. Зависимости коэффициентов α и β для этих гармонических и коэффициента k_d от максимальной индукции B_m в магнитопроводе приведены ниже:

Индукция B_m , Тл	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
Коэффициент α	0,21	0,23	0,28	0,34	0,48	0,69
Коэффициент β	0,05	0,08	0,12	0,18	0,24	0,36
Коэффициент k_d	1,02	1,03	1,04	1,07	1,14	1,27

Следовательно, при индукциях $B_m = 1,6 \dots 1,65$ Тл, применяемых обычно в магнитопроводах из холоднокатаных сталей, можно принять $I_\mu \approx I_{\mu 1}$, т. е. считать действующее значение намагничивающего тока равным действующему значению его первой гармонической. Это позволяет изображать вектором намагничивающий ток $\dot{I}_\mu$ на диаграмме трансформатора.

Приближенно действующее значение намагничивающего тока можно получить разложением кривой тока в ряд Фурье и определением его основной гармонической.

Амплитудное значение намагничивающего тока можно получить из формулы

$$I_{\mu m} = \sqrt{2} (I_{\mu 1} + I_{\mu 3} + I_{\mu 5} + \dots) = \sqrt{2} I_{\mu 1} (1 + \alpha + \beta + \gamma + \dots),$$

откуда запишем отношение

$$\xi = \frac{I_{\mu m}}{I_{\mu 1}} = \frac{\sqrt{2} (1 + \alpha + \beta + \gamma + \dots)}{\sqrt{1 + \alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 + \dots}}. \quad (2.18)$$

При $B_m = 1,0$ Тл значение $\xi = 1,5$, при увеличении B_m оно возрастает приблизительно по закону $\xi = 1,5 B_m^2$.

Ток холостого хода. Намагничивающий ток I_μ является главной составляющей тока холостого хода трансформатора I_0 . Этот ток является реактивным, т. е. $I_\mu = I_{0p}$. Однако реальный трансформатор в режиме холостого хода потребляет от источника переменного тока некоторую активную мощность, так как при переменном магнитном потоке в стальном магнитопроводе возникают потери энергии от гистерезиса и вихревых токов (магнитные потери ΔP_m). Поэтому ток холостого хода I_0 должен иметь еще и активную составляющую $I_{0a} = \Delta P_m / U_1$, обеспечивающую поступление в первичную обмотку мощности, компенсирующей магнитные потери (электрическими потерями в первичной обмотке в этом режиме можно пренебречь из-за малости тока холостого хода). Следовательно, ток холостого хода

$$\boxed{I_0 = I_\mu + I_{0a}} \quad \text{или} \quad \boxed{I_0 = \sqrt{I_\mu^2 + I_{0a}^2}}. \quad (2.19)$$

Обычно при выполнении магнитопровода трансформатора из холоднокатаной электротехнической стали толщиной 0,28...0,50 мм и частоте 50 Гц активная составляющая тока I_{0a} не превышает 10% от тока I_0 , поэтому она оказывает весьма малое влияние на значение тока холостого хода (изменяет его не более чем на 1%). Форма кривой тока холостого хода определяется в основном кривой намагничивающего тока.

В трансформаторах мощностью 100 кВ · А значение тока холостого хода составляет около 2,5% от номинального тока; при увеличении мощности до 100 000 кВ · А оно постепенно уменьшается до 0,3...0,5%.

При расчете магнитных потерь ΔP_m обычно используют приведенные в ГОСТах данные о величине полных потерь p_0 в 1 кг стали данной марки (без разделения их на потери от вихревых токов и гистерезиса) в зависимости от значения индукции при определенных стандартной частоте и толщине листов. Полные потери в стали магнитопровода трансформа-

тора $\Delta P_m = k_{\text{доб}} (p_{\text{ст}} M_{\text{ст}} + p_{\text{я}} M_{\text{я}})$, где $k_{\text{доб}}$ — коэффициент, учитывающий увеличение потерь вследствие обработки стали, неравномерного распределения индукции на данном участке, несинусоидальности изменения индукции во времени и других факторов; $p_{\text{ст}}$ и $p_{\text{я}}$ — удельные потери в 1 кг стали стержней и ярма; $M_{\text{ст}}$ и $M_{\text{я}}$ — массы стержней и ярма.

В холоднокатаных сталях потери минимальны в случаях, когда направление магнитного потока совпадает с направлением прокатки. Различие в этих направлениях приводит к резкому возрастанию потерь p_0 . Так, например, если угол между этими направлениями составляет $\alpha = 20^\circ$, то потери возрастают на 30%, при $\alpha = 40^\circ$ — на 100% и при $\alpha = 60^\circ$ — на 140%. Это требует применения в силовых трансформаторах магнитопроводов с косыми стыками, а в трансформаторах малой мощности — навивания магнитопроводов из стальной ленты.

§ 2.7. КОМПЛЕКСНЫЕ УРАВНЕНИЯ И ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ ТРАНСФОРМАТОРА

В реальном трансформаторе помимо основного магнитного потока Φ , замыкающегося по стали и сцепленного со всеми обмотками трансформатора, имеются также потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$ (рис. 2.15), сцепленные только с одной из обмоток. Потоки рассеяния не участвуют в передаче энергии, но создают в каждой из обмоток соответствующие ЭДС самоиндукции $E_{\sigma 1} = 4,44 f w_1 \Phi_{\sigma 1 m}$; $E_{\sigma 2} = 4,44 f w_2 \Phi_{\sigma 2 m}$.

Комплексные уравнения трансформатора. С учетом ЭДС самоиндукции и падений напряжения в активных сопротивлениях обмоток можно составить комплексные уравнения для первичной и вторичной обмоток трансформатора. С учетом (2.13) получим следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} &= \dot{I}_1 R_1; \\ \dot{E}_2 + \dot{E}_{\sigma 2} &= \dot{I}_2 R_2 + \dot{I}_2 \underline{Z}_n; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}_2 w_2 / w_1), \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

где $\underline{Z}_n$ — сопротивление нагрузки, подключенной к трансформатору.

Поскольку потоки рассеяния полностью или частично замыкаются по воздуху, они пропорциональны МДС соответствующих обмоток или соответствующим токам:

$$E_{\sigma 1} = I_1 X_1; \quad E_{\sigma 2} = I_2 X_2. \quad (2.21)$$

Величины X_1 и X_2 называют *индуктивными сопротивлениями обмоток трансформатора, обусловленными потоками рассеяния*.

Так как векторы ЭДС $\dot{E}_{\sigma 1}$ и $\dot{E}_{\sigma 2}$ отстают от соответствующих потоков и токов на 90° , то

$$\dot{E}_{\sigma 1} = -j\dot{I}_1 X_1; \quad \dot{E}_{\sigma 2} = -j\dot{I}_2 X_2. \quad (2.22)$$

При этом комплексные уравнения трансформатора примут вид:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1 = \dot{I}_1 \underline{Z}_1; \quad (2.23)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 R_2 + j\dot{I}_2 X_2 + \dot{I}_2 \underline{Z}_H = \dot{I}_2 \underline{Z}_2 + \dot{I}_2 \underline{Z}_H; \quad (2.24)$$

$$\dot{I}_1 + (-\dot{I}_2 w_2/w_1) = \dot{I}_0. \quad (2.25)$$

Замена ЭДС $\dot{E}_{\sigma 1}$ и $\dot{E}_{\sigma 2}$ падениями напряжений $-j\dot{I}_1 X_1$ и $-j\dot{I}_2 X_2$ наглядно показывает роль потоков рассеяния: они создают индуктивные падения напряжения в обмотках, не участвуя в передаче энергии из одной обмотки в другую. Проще становится и построение векторной диаграммы, соответствующей системе уравнений (2.23)...(2.25), в которой целесообразно также заменить падение напряжения в нагрузке величиной $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \underline{Z}_H$, т. е. вторичным напряжением трансформатора, определяемым из (2.24):

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 R_2 - j\dot{I}_2 X_2. \quad (2.26)$$

Векторные диаграммы трансформатора. Векторную диаграмму вторичной обмотки трансформатора (рис. 2.16,а) строят согласно уравнению (2.26). Характер диаграммы определяется током нагрузки $\dot{I}_2$, который принимается заданным по величине и фазе. Иными словами, задаваясь векторами вторичного тока $\dot{I}_2$ и напряжения $\dot{U}_2$, можно построить вектор ЭДС

$$\dot{E}_2 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 R_2 + j\dot{I}_2 X_2, \quad (2.27)$$

если известны параметры трансформатора. Вектор $\dot{I}_2 R_2$ параллелен вектору тока $\dot{I}_2$, а вектор $j\dot{I}_2 X_2$ опережает вектор тока $\dot{I}_2$ на угол 90° . На диаграмме изображен и вектор магнитного потока Φ_m , опережающий вектор ЭДС $\dot{E}_2$ на 90° . Векторную диаграмму первичной обмотки трансформатора (рис. 2.16,б) строят в соответствии с уравнением

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_1. \quad (2.28)$$

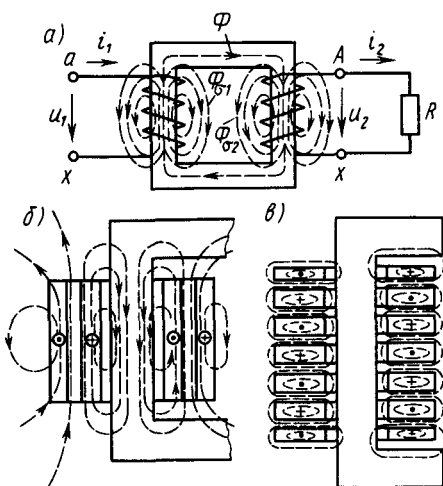


Рис. 2.15. Схема магнитных потоков в трансформаторе (а) и распределение потоков рассеяния при концентрической (б) и чередующейся (в) обмотках

Построение диаграммы начинают с вектора потока Φ_m , который создается током холостого хода I_0 . Этот ток опережает вектор потока Φ_m на угол $\gamma = 5 \dots 10^\circ$. Вектор ЭДС E_1 , как и E_2 , отстает от потока Φ_m на угол 90° . Ток в первичной обмотке трансформатора $I_1 = I_0 + (-I_2 w_2 / w_1)$, поэтому на рис. 2.16, б нужно показать и вектор тока I_2 , сдвинутый на угол ψ_2 относительно вектора E_1 (векторы E_1 и E_2 совпадают по направлению). Зная I_2 , можно изобразить вектор $-I_2 w_2 / w_1$

и получить вектор I_1 как сумму векторов I_0 и $-I_2 w_2 / w_1$.

Найдя вектор тока I_1 , можно определить значения векторов $I_1 R_1$ и $j I_1 X_1$ и построить искомый вектор напряжения U_1 как сумму трех составляющих: векторов $-E_1$ и падений напряжений в обмотке $I_1 R_1$ и $j I_1 X_1$.

Целесообразнее строить общую диаграмму трансформатора для его первичной и вторичной обмоток (рис. 2.17, а, б), хотя эти обмотки и не связаны между собой электрически.

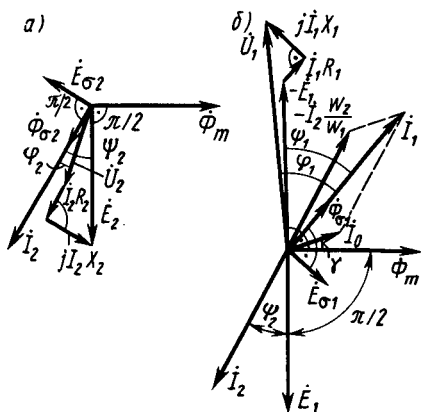


Рис. 2.16. Векторные диаграммы первичной (а) и вторичной (б) обмоток трансформатора при активно-индуктивной нагрузке

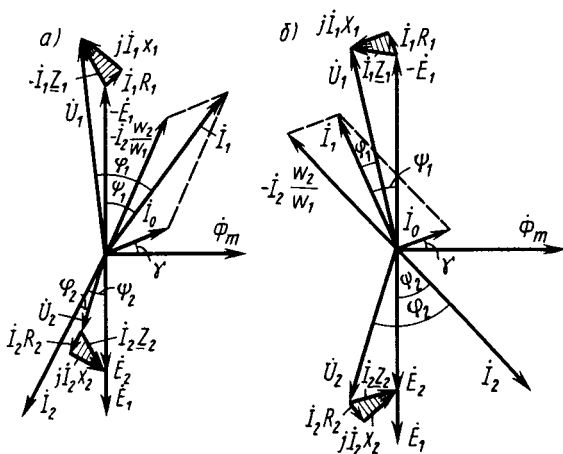


Рис. 2.17. Полные векторные диаграммы трансформатора при активно-индуктивной (а) и активно-емкостной (б) нагрузках

§ 2.8. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Трансформатор можно представить некоторой электрической схемой замещения. По этой схеме определяют токи I_1 и I_2 , мощность P_1 , забираемую из сети, мощность потерь ΔP и т. п.

Составление схемы замещения. Систему уравнений (2.23)...(2.25), описывающую электромагнитные процессы в трансформаторе, можно свести к одному уравнению, если учесть, что $E_1 = k E_2$, и положить

$$\dot{E}_1 = \dot{I}_0 \underline{Z}_m = \dot{I}_0 (R_m + jX_m). \quad (2.29)$$

При этом параметры R_m и X_m следует выбрать так, чтобы в режиме холостого хода, когда ЭДС E_1 практически равна номинальному напряжению U_1 , ток

$$\dot{I}_0 = \dot{E}_1 / (R_m + jX_m) = \dot{E}_1 / \underline{Z}_m \quad (2.30)$$

по модулю равнялся действующему значению тока холостого хода, а его мощность $I_0 E_1 \cos \varphi_0 = I_0 R_m^2$ — мощности, забираемой трансформатором из сети при холостом ходе.

Решим систему уравнений (2.23)...(2.25) относительно первичного тока

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_1 + [\underline{Z}_m (k^2 \underline{Z}_n + k^2 \underline{Z}_2)] / [\underline{Z}_m + (k^2 \underline{Z}_n + k^2 \underline{Z}_2)]} = \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_{\text{экр}}} \quad (2.31)$$

В соответствии с уравнением (2.31) трансформатор можно заменить схемой замещения (рис. 2.18).

Эквивалентное сопротивление этой схемы

$$\underline{Z}_{\text{экр}} = \underline{Z}_1 + [\underline{Z}_m (\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_2)] / [\underline{Z}_m + (\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_2)], \quad (2.32)$$

где $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1$; $\underline{Z}_m = R_m + jX_m$; $\underline{Z}'_2 = k^2 \underline{Z}_2 = k^2 (R_2 + jX_2)$; $\underline{Z}'_n = k^2 \underline{Z}_n$.

Схема замещения трансформатора представляет собой сочетание двух схем замещения — первичной и вторичной обмоток, соединенных между собой в точках a и b . В цепи

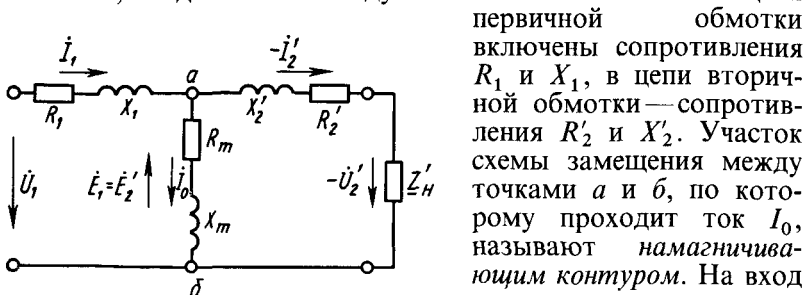


Рис. 2.18. Схема замещения трансформатора

первичной обмотки включены сопротивления R_1 и X_1 , в цепи вторичной обмотки — сопротивления R_2' и X_2' . Участок схемы замещения между точками a и b , по которому проходит ток I_0 , называют намагничивающим контуром. На вход схемы замещения подают напряжение U_1 , к выходу ее подключают перемен-

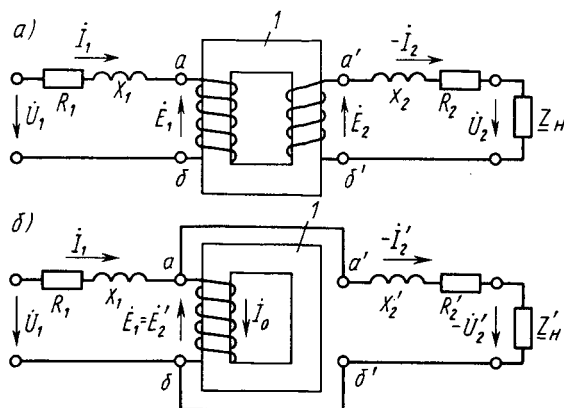


Рис. 2.19. Эквивалентные схемы для приведения вторичной обмотки к первичной (а, б)

ное сопротивление нагрузки $\underline{Z}_H$, к которому приложено напряжение $-\dot{U}'_2$.

Сопротивления $\underline{Z}'_2$ (и его составляющие $R'_2 = R_2 k^2$ и $X'_2 = X_2 k^2$), а также $\underline{Z}'_H$ называют соответственно *сопротивлениями вторичной обмотки и нагрузки, приведенными к первичной обмотке*. Аналогично приведенными называют значения ЭДС и тока: $E'_2 = k E_2 = E_1$; $I'_2 = I_2 / k$.

Полная мощность приведенного контура вторичной обмотки в схеме замещения равна мощности вторичной обмотки реального трансформатора: $I'_2 E'_2 = (I_2 / k) E_2 k = I_2 E_2$. Мощность электрических потерь в приведенном вторичном контуре этой схемы равна мощности потерь во вторичной обмотке реального трансформатора: $I'^2_2 R'_2 = (I_2 / k)^2 \times R_2 k^2 = I^2_2 R_2$.

Относительные падения напряжений в активном и индуктивном сопротивлениях приведенного вторичного контура также остаются неизменными, как и в реальном трансформаторе:

$$I'_2 R'_2 / E'_2 = (I_2 / k) k^2 R_2 / (k E_2) = I_2 R_2 / E_2;$$

$$I'_2 X'_2 / E'_2 = (I_2 / k) k^2 X_2 / (k E_2) = I_2 X_2 / E_2.$$

Физически переход от реального трансформатора к имитирующей его электрической схеме замещения можно представить с помощью следующих четырех этапов (рис. 2.19).

Первый этап — реальный трансформатор заменяют идеализированным трансформатором Tr , в цепь первичной обмотки которого включают сопротивления R_1 и X_2 , а в цепь вторичной обмотки — R_2 и X_2 (рис. 2.19, а).

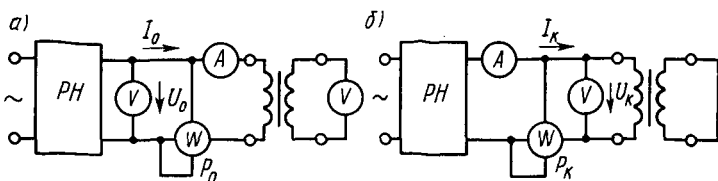


Рис. 2.20. Схемы проведения опытов холостого хода (а) и короткого замыкания (б)

Второй этап—параметры вторичной обмотки приводят к параметрам первичной. В результате ЭДС обмоток оказываются равными: $E_1 = E'_2$.

Третий этап—соединяют эквипотенциальные точки a и a' , b и b' (рис. 2.19,б).

Четвертый этап—включают дополнительный намагничивающий контур, по которому проходит составляющая I_0 первичного тока.

На практике приводят как вторичную обмотку к первичной, так и первичную ко вторичной в зависимости от того, какие процессы интересуют инженера. Параметры схемы замещения можно считать постоянными только при небольших изменениях первичного напряжения, т. е. в пределах $\pm 10\%$. Это в первую очередь относится к намагничивающему контуру с сопротивлением $Z_m = R_m + jX_m$, параметры которого определяют ток I_0 . С увеличением напряжения происходит насыщение стали магнитопровода, вследствие чего уменьшается величина X_m (намагничивающий ток резко возрастает).

Определение параметров схемы замещения. Параметры схемы замещения для любого трансформатора можно определить по данным опытов холостого хода и короткого замыкания (рис. 2.20).

Опыт холостого хода заключается в следующем. К зажимам одной из обмоток посредством регулятора напряжения (РН) (рис. 2.20, а) подводят номинальное напряжение $U_0 = U_{1\text{ном}}$; к другой обмотке подключают вольтметр (ее можно считать разомкнутой). Измерив ток холостого хода I_0 и мощность P_0 , потребляемую трансформатором, согласно схеме замещения (рис. 2.21, а) находят

$$\left. \begin{aligned} Z_1 + Z_m &= U_0 / I_0; & R_1 + R_m &= P_0 / I_0^2; \\ X_1 + X_m &= \sqrt{(Z_1 + Z_m)^2 - (R_1 + R_m)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.33)$$

Так как ток холостого хода мал по сравнению с номинальным током трансформатора, электрическими потерями $\Delta P_{\text{эл1}} = I_0^2 R_1$ пренебрегают и считают, что вся мощность, потребляемая трансформатором, расходуется на

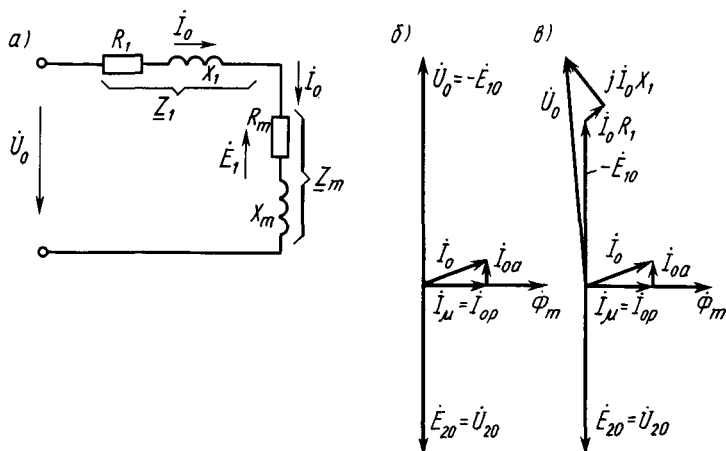


Рис. 2.21. Схема замещения трансформатора (а) и его векторные диаграммы (б, в) для режима холостого хода

компенсацию магнитных потерь в стали магнитопровода. При этом

$$P_0 = I_0^2 (R_1 + R_m) \approx I_0^2 R_m, \quad (2.34)$$

откуда $R_m = P_0 / I_0^2$.

Аналогично считают, что $X_1 + X_m \approx X_m$, так как сопротивление X_m определяется основным потоком трансформатора Φ (потоком взаимной индукции), а X_1 — потоком рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$, который во много раз меньше Φ . Поэтому с большой степенью точности полагают, что

$$Z_m = U_0 / I_0; \quad X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2}. \quad (2.35)$$

Измерив напряжения U_0 и U_{20} первичной и вторичной обмоток, определяют коэффициент трансформации

$$k = U_0 / U_{20}. \quad (2.36)$$

Векторная диаграмма трансформатора в режиме холостого хода, построенная исходя из указанных выше допущений, изображена на рис. 2.21, б. В действительности ток $\dot{I}_0$ создает в первичной обмотке падения напряжения $\dot{I}_0 R_1$ и $j \dot{I}_0 X_1$, поэтому $\dot{U}_0 = -\dot{E}_{10} + \dot{I}_0 R_1 + j \dot{I}_0 X_1$. Соответствующая векторная диаграмма показана на рис. 2.21, в, однако падения напряжения там показаны увеличенными, так как они составляют доли процента и при соблюдении масштаба были бы не заметны.

Опыт короткого замыкания характеризуется тем, что вторичную обмотку замыкают накоротко (сопротивление $Z_n = 0$), а к первичной посредством регулятора напряжения

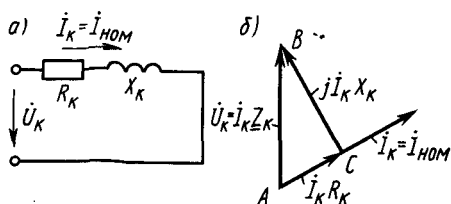


Рис. 2.22. Схема замещения трансформатора (а) и его векторная диаграмма (б) для режима короткого замыкания

РН подводят пониженное напряжение U_K (см. рис. 2.20, б) такого значения, при котором по обмоткам проходит номинальный ток $I_{ном}$. В мощных силовых трансформаторах напряжение U_K при коротком замыкании обычно составляет 5...15% от номинального.

В трансформаторах малой мощности напряжение U_K может достигать 25...50% от $U_{ном}$.

Так как поток, замыкающийся по стальному магнитопроводу, зависит от напряжения, приложенного к первичной обмотке трансформатора, а магнитные потери в стали пропорциональны квадрату индукции, т. е. квадрату магнитного потока, то ввиду малости U_K пренебрегают магнитными потерями в стали и током холостого хода. При этом из общей схемы замещения трансформатора исключают сопротивления R_m и X_m и преобразуют ее в схему, показанную на рис. 2.22, а. Параметры этой схемы определяют из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} Z_K &= Z_1 + Z'_2 = U_K / I_{ном}; \\ R_K &= R_1 + R'_2 = P_K / I_{ном}^2; \\ X_K &= X_1 + X'_2 = \sqrt{Z_K^2 - R_K^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

Разделить Z_K на составляющие Z_1 и Z_2 довольно трудно. Обычно принимают схему замещения симметричной, полагая $Z_1 = Z'_2 = 0,5 Z_K$. Это допущение близко к действительности и не вносит ощутимых погрешностей в расчеты. Векторная диаграмма трансформатора при коротком замыкании показана на рис. 2.22, б.

Треугольник ABC , образуемый векторами активного, реактивного и полного падений напряжения, называют *треугольником короткого замыкания* или *характеристическим треугольником*.

При изменении режима работы трансформатора (тока нагрузки) катеты характеристического треугольника изменяются пропорционально изменению тока. Это позволяет, как показано ниже, очень просто перестраивать векторные диаграммы для упрощенной схемы замещения трансформатора и производить количественные расчеты. Катеты BC и AC называют соответственно *реактивной* и *активной составляющими напряжения короткого замыкания*. В ГОСТах и паспортах трансформаторов указывают относитель-

ное напряжение короткого замыкания при номинальном токе в процентах от номинального напряжения:

$$u_k\% = (I_{\text{ном}} Z_k / U_{\text{ном}}) 100. \quad (2.38)$$

Аналогично можно выразить относительные значения его активной и реактивной составляющих (в %):

$$u_{k.a}\% = (I_{\text{ном}} R_k / U_{\text{ном}}) 100; \quad u_{k.p}\% = (I_{\text{ном}} X_k / U_{\text{ном}}) 100. \quad (2.39)$$

При этом

$$u_{k.a} = u_k \cos \varphi_k; \quad u_{k.p} = u_k \sin \varphi_k; \\ u_k = \sqrt{u_{k.a}^2 + u_{k.p}^2}. \quad (2.40)$$

При расчете параметров трансформатора по (2.37) не имеет значения, на какой из обмоток проводится опыт короткого замыкания. Его удобнее проводить при замыкании накоротко обмотки с меньшим числом витков, но вообще следует исходить из удобства подбора приборов и обеспечения условий техники безопасности.

По известному значению $u_k\%$ можно определить установившийся ток короткого замыкания в реальных условиях эксплуатации (при номинальном напряжении):

$$I_k = U_{\text{ном}} / Z_k = U_{\text{ном}} / [u_k\% U_{\text{ном}} / (100 I_{\text{ном}})] = 100 I_{\text{ном}} / u_k\%. \quad (2.41)$$

Обычно в силовых трансформаторах большой и средней мощности значение $u_k\%$ составляет 5...15%. Поэтому ток короткого замыкания в них в 7...20 раз превышает номинальный. Как правило, чем больше мощность и напряжение силового трансформатора, тем выше напряжение короткого замыкания $u_k\%$.

§ 2.9. ИЗМЕНЕНИЕ ВТОРИЧНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРА

Ток холостого хода в силовых трансформаторах большой и средней мощности сравнительно мал (0,5...3% от номинального), поэтому во многих случаях при расчетах используют упрощенную схему замещения без намагничивающего контура.

Упрощенная схема замещения трансформатора. В этой схеме (рис. 2.23, а) активные сопротивления R_1 и R'_2 первичной и вторичной обмоток соединены последовательно и образуют результирующее активное сопротивление $R_k = R_1 + R'_2$. Аналогично индуктивные сопротивления X_1 и X'_2 образуют результирующее индуктивное сопротивление $X_k = X_1 + X'_2$. Погрешность в определении первичного тока, вызванная таким упрощением, при нагрузках, близких к номинальной, составляет примерно 0,1%, что вполне допустимо.

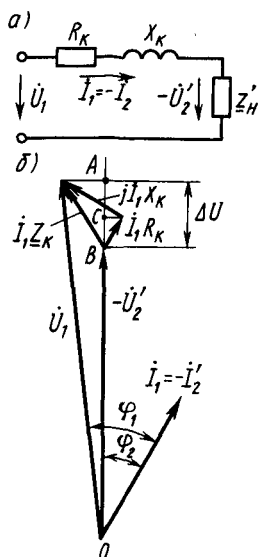


Рис. 2.23. Упрощенная схема замещения трансформатора (а) и ее векторная диаграмма (б) при активно-индуктивной нагрузке

Для упрощенной схемы замещения можно построить векторную диаграмму (рис. 2.23, б). В этой диаграмме вектор $I_1 R_K$ представляет собой результирующее активное падение напряжения в приведенном трансформаторе, вектор $j I_1 X_K$ — результирующее реактивное падение напряжения, а вектор $I_1 Z_K$ — результирующее полное падение напряжения:

$$I_1 Z_K = I_1 R_K + j I_1 X_K. \quad (2.42)$$

Если известны значения $u_{к.а}$, $u_{к.р}$ и u_k , то полное падение напряжения в трансформаторе и его активная и реактивная составляющие:

$$I_1 Z_K = \beta u_k \% U_{ном} / 100; I_1 R_K = \beta u_{к.а} \% U_{ном} / 100;$$

$$I_1 X_K = \beta u_{к.р} \% U_{ном} / 100,$$

где $\beta = I_2 / I_{2ном} \approx I_1 / I_{1ном}$ — коэффициент нагрузки.

Изменение вторичного напряжения трансформатора. Векторная диаграмма (рис. 2.23, б) позволяет также определить изменение напряжения трансформатора в зависимости от нагрузки. Обычно его рассчитывают при постоянном значении $U_1 = U_{1ном}$ и номинальной частоте $f_{ном}$

как отношение алгебраической разности значений вторичного напряжения при холостом ходе U_{20} и нагрузке U_2 к напряжению U_{20} при холостом ходе:

$$\Delta u \% = (U_{20} - U_2) 100 / U_{20} = (U'_{20} - U'_2) 100 / U'_{20}. \quad (2.43)$$

Так как при холостом ходе отсутствуют падения напряжения в обмотках трансформатора, то $U'_{20} = U_1$, и при номинальном значении $U_1 = U_{1ном}$

$$\Delta u \% = [(U_{1ном} - U'_2) / U_{1ном}] 100. \quad (2.44)$$

Из диаграммы (рис. 2.23, б) следует, что из-за малости угла $\phi_1 - \phi_2$ за модуль вектора $\vec{U}_1$ приближенно можно принять его проекцию на направление вектора $-\vec{U}'_2$, т. е. отрезок OA . Тогда $\Delta U = U_1 - U'_2 = OA - OB = BA$.

Спроектировав аналогично векторы $I_1 R_K$ и $j I_1 X_K$ на направление вектора $\vec{U}'_2$, получим $\Delta U = \vec{BA} = \vec{BC} + \vec{CA} = = I_1 R_K \cos \phi_2 + I_1 X_K \sin \phi_2$.

Таким образом, относительное изменение напряжения

$$\Delta u \% = [(I_1 R_K \cos \phi_2 + I_1 X_K \sin \phi_2) / U_{ном}] 100. \quad (2.45)$$

При номинальной нагрузке формула (2.45) принимает вид

$$\Delta u_{\text{ном}} \% = [(I_{\text{ном}} R_{\text{к}} \cos \varphi_2 + I_{\text{ном}} X_{\text{к}} \sin \varphi_2) / U_{\text{ном}}] 100,$$

или

$$\Delta u_{\text{ном}} \% = u_{\text{к.а}} \cos \varphi_2 + u_{\text{к.р}} \sin \varphi_2.$$

Из (2.45) следует, что изменение напряжения трансформатора пропорционально току нагрузки $I_2 \approx I_1$ и зависит от угла φ_2 . Поэтому, используя понятие коэффициента нагрузки $\beta = I_2 / I_{2\text{ном}} \approx I_1 / I_{1\text{ном}}$, получают

$$\Delta u \% = \beta \Delta u_{\text{ном}} = \beta (u_{\text{к.а}} \cos \varphi_2 + u_{\text{к.р}} \sin \varphi_2). \quad (2.46)$$

Более точная формула, используемая для силовых трансформаторов, имеет вид

$$\Delta u \% = \beta (u_{\text{к.а}} \cos \varphi_2 + u_{\text{к.р}} \sin \varphi_2) + \frac{\beta^2 (u_{\text{к.р}} \cos \varphi_2 - u_{\text{к.а}} \sin \varphi_2)^2}{200}. \quad (2.47)$$

Однако и формула (2.46) дает результат, точность которого вполне приемлема в большинстве практически встречающихся случаев.

Внешние характеристики. Зависимость $U_2 = f(I_2)$ или $U_2 = f(\beta)$ при $U_1 = U_{1\text{ном}} = \text{const}$, $f = f_{\text{ном}} = \text{const}$ и $\cos \varphi_2 = \text{const}$ называют *внешней характеристикой трансформатора*. Для ее построения можно использовать формулу

$$U'_2 = U_{1\text{ном}} (1 - \Delta u / 100) = U_{1\text{ном}} [1 - \beta (u_{\text{к.а}} \cos \varphi_2 + u_{\text{к.р}} \sin \varphi_2) / 100 - \beta^2 (u_{\text{к.р}} \cos \varphi_2 - u_{\text{к.а}} \sin \varphi_2)^2 / 20000]. \quad (2.48)$$

В пределах изменения коэффициента нагрузки $0 < \beta < 1$ внешние характеристики практически прямолинейны (рис. 2.24, а).

Напряжение короткого замыкания $u_{\text{к}}$, его составляющие $u_{\text{к.а}}$ и $u_{\text{к.р}}$ зависят в определенной степени от номинальной мощности трансформатора. В трансформаторах средней и большой мощности реактивная составляющая напряжения короткого замыкания значительно больше, чем активная. Поэтому в таких трансформаторах реактивная нагрузка вызывает большее изменение напряжения U'_2 , чем активная, т. е. чем меньше $\cos \varphi_2$, тем ниже проходит внешняя характеристика и значительно изменяется напряжение U'_2 . При активно-индуктивной нагрузке всегда напряжение $U'_2 < U_1$; при активно-емкостной нагрузке и некоторых углах φ_2 оно может стать

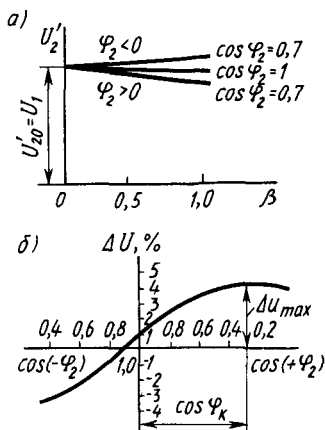


Рис. 2.24. Внешние характеристики трансформаторов (а) и график (б) изменения Δu

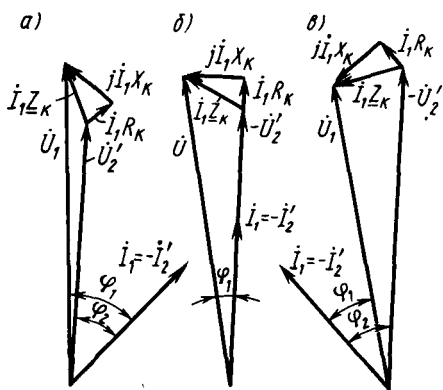


Рис. 2.25. Упрощенные векторные диаграммы (а—в) трансформатора при различных значениях угла φ_2

большим U_1 [в формуле (2.48) при $\varphi_2 < 0$ члены, содержащие $\sin \varphi_2$, становятся отрицательными]. При заданном значении β относительное изменение напряжения Δu зависит от угла φ_2 . При активной нагрузке значение Δu невелико; при активно-индуктивной нагрузке оно возрастает и достигает максимума при $\varphi_2 = \varphi_k$; при активно-емкостной нагрузке это значение может стать отрицательным (рис. 2.24, б).

Характер изменения вторичного напряжения в трансформаторах средней и большой мощности (при $X_k > R_k$) при различных значениях угла φ_2 показан на рис. 2.25. При $\varphi_2 > 0$ (рис. 2.25, а) увеличение нагрузки приводит к довольно быстрому возрастанию алгебраической разности $\Delta U = U_1 - U_2'$. При $\varphi_2 = 0$ (рис. 2.25, б) значение ΔU возрастает с увеличением нагрузки в значительно меньшей степени. При $\varphi_2 < 0$ (рис. 2.25, в), т. е. когда ток I_2' опережает напряжение U_2' (активно-емкостная нагрузка), значение ΔU может изменить свой знак.

Уменьшение падения напряжения. Наличие индуктивных падений напряжения, вызываемых потоками рассеяния, ведет к нежелательному изменению напряжения трансформатора под нагрузкой. Для уменьшения потоков рассеяния первичные и вторичные обмотки выполняют на одних и тех же стержнях, по возможности приближая одну обмотку к другой. При концентрической обмотке на характер магнитного поля потоков рассеяния (см. рис. 2.15, б) влияют токи обеих обмоток, и при режимах нагрузки, близких к номинальной, можно считать, что $I_1 = I_0 - I_2 w_2 / w_1 \approx -I_2 w_2 / w_1$, т. е. МДС первичной и вторичной обмоток равны по величине и находятся в противофазе. Поэтому *сближение обмоток ведет к уменьшению потоков рассеяния.*

Минимальное расстояние между обмотками ограничивается электрической прочностью изоляционного промежутка. Вследствие этого высоковольтные трансформаторы, в которых изоляционный промежуток больше, имеют относительно большие потоки рассеяния и напряжения короткого замыкания, чем низковольтные трансформаторы. При чередующейся обмотке (см. рис. 2.15, в) потоки рассеяния несколько больше, чем при концентрической.

§ 2.10. КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

При передаче энергии из первичной обмотки во вторичную возникают электрические потери мощности в активных сопротивлениях первичной и вторичной обмоток $\Delta P_{эл1}$ и $\Delta P_{эл2}$, а также магнитные потери в стали магнитопровода ΔP_m (от вихревых токов и гистерезиса).

Энергетическая диаграмма. Процесс преобразования энергии в трансформаторе характеризует энергетическая диаграмма (рис. 2.26). В соответствии с этой диаграммой мощность, отдаваемая трансформатором нагрузке,

$$P_2 = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_{эл2} - \Delta P_m, \quad (2.49)$$

где P_1 — мощность, поступающая из сети в первичную обмотку.

Мощность $P_{эм} = P_1 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_m$, поступающую во вторичную обмотку, называют *внутренней электромагнитной мощностью трансформатора*. Она определяет габаритные размеры и массу трансформатора.

Коэффициент полезного действия. Коэффициентом полезного действия трансформатора называют отношение отдаваемой мощности P_2 к мощности P_1 :

$$\eta = P_2/P_1 = (U_2 I_2 \cos \varphi_2)/(U_1 I_1 \cos \varphi_1),$$

или

$$\eta = (P_1 - \Delta P)/P_1 = 1 - \Delta P/(P_2 + \Delta P), \quad (2.50)$$

где ΔP — суммарные потери в трансформаторе.

Высокие значения КПД трансформаторов не позволяют определять его с достаточной степенью точности путем непосредственного измерения мощностей P_1 и P_2 , поэтому его вычисляют *косвенным методом* по значению потерь мощности.

С учетом энергетической диаграммы формулу (2.50) можно представить в виде

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_m} = 1 - \frac{\Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_m}{P_2 + \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + \Delta P_m}. \quad (2.51)$$

Согласно требованиям ГОСТа потери мощности в трансформаторе определяют по данным опытов холостого хода и короткого замыкания. Получаемый при этом результат имеет высокую точность, так как при указанных опытах трансформатор не отдает мощность нагрузке. Следовательно, вся мощность, поступающая в первичную обмотку, расходуется на компенсацию имеющихся в нем потерь.

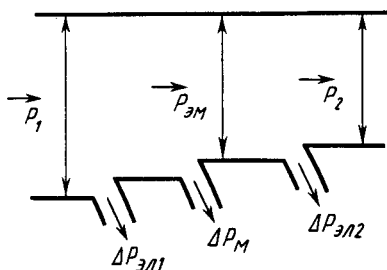


Рис. 2.26. Энергетическая диаграмма трансформатора

При опыте холостого хода ток I_0 невелик и электрическими потерями мощности в первичной обмотке можно пренебречь. В то же время магнитный поток практически равен потоку при нагрузке, так как его значение определяется приложенным к трансформатору напряжением. Магнитные потери в стали пропорциональны квадрату значения магнитного потока. Следовательно, с достаточной точностью можно считать, что *магнитные потери в стали магнитопровода равны мощности, потребляемой трансформатором при холостом ходе и номинальном первичном напряжении*, т. е.

$$\Delta P_m \approx P_0. \quad (2.52)$$

Для определения суммарных электрических потерь согласно упрощенной схеме замещения (см. рис. 2.23, а) полагают, что $I'_2 = I_1$. При этом

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{эл}} &= \Delta P_{\text{эл}1} + \Delta P_{\text{эл}2} = I_1^2 R_1 + I_2'^2 R_2 \approx \\ &\approx I_2'^2 (R_1 + R_2') \approx I_2'^2 R_k, \end{aligned} \quad (2.53)$$

или

$$\Delta P_{\text{эл}} \approx \beta^2 I_{2\text{ном}}'^2 R_k \approx \beta^2 \Delta P_{\text{эл.ном}}, \quad (2.54)$$

где $\Delta P_{\text{эл.ном}}$ — суммарные электрические потери при номинальной нагрузке.

За расчетную температуру обмоток — условную температуру, к которой должны быть отнесены потери мощности $\Delta P_{\text{эл}}$ и напряжения u_k , принимают: для масляных и сухих трансформаторов с изоляцией классов нагревостойкости А, Е, В (см. § 12.1) температуру 75° С; для трансформаторов с изоляцией классов нагревостойкости F, H — температуру 115° С.

Величину $\Delta P_{\text{эл.ном}} \approx I_{2\text{ном}}'^2 R_k \approx I_{1\text{ном}}^2 R_k$ можно с достаточной степенью точности принять равной мощности P_k , потребляемой трансформатором при опыте короткого замыкания, который проводится при номинальном токе нагрузке. При этом магнитные потери в стали ΔP_m весьма малы по сравнению с потерями $\Delta P_{\text{эл}}$ из-за сильного уменьшения напряжения U_1 , а следовательно, и магнитного потока трансформатора и ими можно пренебречь. Таким образом,

$$\Delta P_{\text{эл}} = \beta^2 P_k. \quad (2.55)$$

Полные потери

$$\Delta P = P_0 + \beta^2 P_k. \quad (2.56)$$

Подставляя полученные значения P в (2.51) и учитывая, что $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \approx \beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2$, находим

$$\eta = 1 - (\beta^2 P_k + P_0) / (\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_2 + \beta^2 P_k + P_0). \quad (2.57)$$

Эта формула рекомендуется ГОСТом для определения КПД трансформатора. Значения P_0 и P_k для силовых

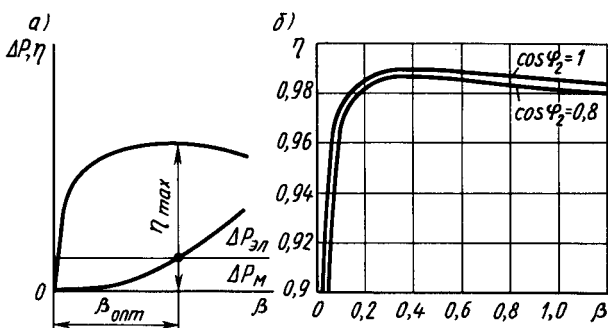


Рис. 2.27. Зависимости КПД трансформатора η от нагрузки β

трансформаторов приведены в соответствующих стандартах и каталогах.

Зависимость КПД от нагрузки. По (2.57) можно построить зависимость КПД от нагрузки (рис. 2.27, а). При $\beta=0$ полезная мощность и КПД равны нулю. С увеличением отдаваемой мощности КПД увеличивается, так как в энергетическом балансе уменьшается удельное значение магнитных потерь в стали, имеющих постоянное значение. При некотором значении $\beta_{\text{опт}}$ кривая КПД достигает максимума, после чего начинает уменьшаться с увеличением нагрузки. Причиной этого является сильное увеличение электрических потерь в обмотках, возрастающих пропорционально квадрату тока, т.е. пропорционально β^2 , в то время как полезная мощность P_2 возрастает пропорционально β .

Максимальное значение КПД в трансформаторах большой мощности достигает весьма высоких пределов (0,98...0,99). Оптимальный коэффициент нагрузки $\beta_{\text{опт}}$, при котором КПД имеет максимальное значение, можно определить, взяв первую производную $d\eta/d\beta$ по формуле (2.57) и приравняв ее нулю. При этом

$$\beta_{\text{опт}}^2 P_k = P_0 \quad \text{или} \quad \Delta P_{\text{эл}} = \Delta P_{\text{м}}. \quad (2.58)$$

Следовательно, КПД имеет максимум при такой нагрузке, при которой электрические потери в обмотках равны магнитным потерям в стали. Это условие (равенство постоянных и переменных потерь) приближенно справедливо и для других типов электрических машин. Для серийных силовых трансформаторов

$$\beta_{\text{опт}} = \sqrt{P_0/P_k} \approx \sqrt{0,2...0,25} \approx 0,45...0,5. \quad (2.59)$$

Указанные значения $\beta_{\text{опт}}$ получены при проектировании трансформаторов на минимум приведенных затрат (на их

приобретение и эксплуатацию). Наиболее вероятная нагрузка трансформатора соответствует $\beta = 0,5 \dots 0,7$.

В трансформаторах максимум КПД выражен сравнительно слабо, т. е. он сохраняет высокое значение в довольно широком диапазоне изменения нагрузки ($0,4 < \beta < 1,5$). При уменьшении $\cos \varphi_2$ КПД снижается (рис. 2.27, б), так как возрастают токи I_2 и I_1 , при которых трансформатор имеет заданную мощность P_2 .

§ 2.11. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТРЕХФАЗНОГО ТОКА

Преобразование трехфазного тока можно осуществлять с помощью группы из трех однофазных трансформаторов или посредством одного трехстержневого трехфазного трансформатора. Обычно используют трехстержневые трансформаторы. Только при очень больших мощностях (более 10 МВ·А в фазе) в ряде случаев применяют группы из трех однофазных трансформаторов, которые имеют существенные преимущества при транспортировке и монтаже (мощные высоковольтные трехфазные трансформаторы нетранспортабельны).

Трехфазная группа. На рис. 2.28 показано включение трех однофазных трансформаторов в трехфазную сеть. Первичные обмотки трансформаторов включены звездой и, следовательно, обмотка каждого трансформатора включена на фазовое напряжение.

Если имеется нулевой провод, то работа трансформатора в трехфазной группе ничем не отличается от рассмотренной выше работы однофазного трансформатора. Поэтому можно использовать векторную диаграмму и все уравнения однофазного трансформатора.

При симметричной нагрузке необходимость в нулевом проводе отпадает. В этом случае также можно рассматривать работу только одной фазы, т. е. однофазный трансформатор.

Трехстержневой трехфазный трансформатор. Для объяснения принципа действия трехстержневого трехфазного транс-

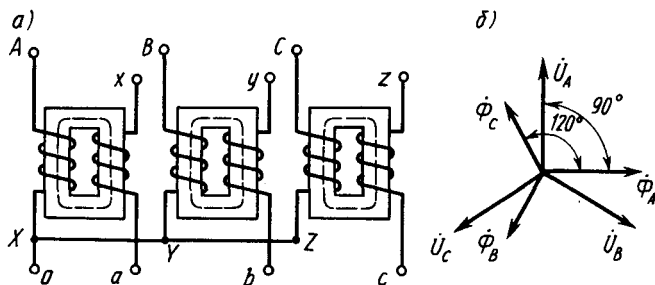


Рис. 2.28. Принципиальная схема трансформаторной группы из трех однофазных трансформаторов (а) и векторная диаграмма (б) потоков и напряжений в отдельных фазах

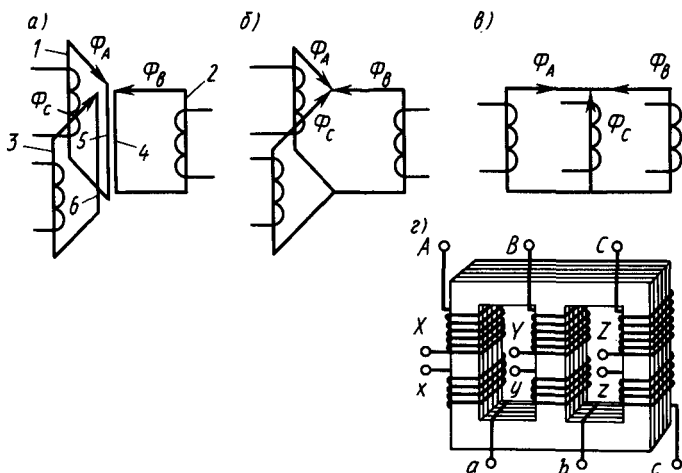


Рис. 2.29. Схемы, характеризующие образование трехстержневого трансформатора из трех однофазных

форматора представим его в виде трех однофазных трансформаторов (рис. 2.29, а), у которых катушки размещены на стержнях 1, 2 и 3, а ярма 4, 5 и 6 конструктивно объединены в одно общее ярмо. Через это ярмо проходит суммарный поток $\Phi_{\text{рез}} = \Phi_A + \Phi_B + \Phi_C$. Однако если на первичные обмотки этих трансформаторов подать систему симметричных трехфазных напряжений (рис. 2.28, б), то сумма Φ_A , Φ_B и Φ_C в любой момент времени будет равна нулю. Следовательно, трехфазный трансформатор можно выполнить без объединенного ярма для замыкания потоков отдельных фаз. Полученный таким образом симметричный трехстержневой трансформатор (рис. 2.29, б) можно сделать более компактным, несколько уменьшив длину магнитной цепи, по которой замыкается поток Φ_C , исключив из нее два ярма (рис. 2.29, в). Возникшая при этом небольшая магнитная несимметрия контуров, по которым проходят потоки отдельных фаз, вызывает несимметрию токов холостого хода этих фаз. Однако при нагрузке ток холостого хода оказывает весьма малое влияние на токи в первичной и вторичной обмотках. В результате получаем трехстержневой трансформатор (рис. 2.29, г), в котором первичная и вторичная обмотки каждой фазы расположены на общем стержне. При симметричном питающем напряжении и равномерной нагрузке (являющейся наиболее распространенной) все фазы трехфазного трансформатора находятся практически в одинаковых условиях. Поэтому выведенные выше формулы и схемы замещения для однофазного трансформатора справедливы и для трехфазного трансформатора. Однако

в режиме холостого хода, на который большое влияние оказывает схема соединения обмоток, имеются особенности.

Схемы соединения обмоток. Первичная и вторичная обмотки трехфазных трансформаторов могут быть соединены по схемам «звезда», «звезда с выведенной нулевой точкой», «треугольник» или «зигзаг с выведенной нулевой точкой». Обычно обмотку высшего напряжения соединяют по схеме «звезда», что позволяет при заданном линейном напряжении иметь меньшее число витков в фазе. Схему соединения «звезда» обозначают знаком Y , русской буквой $У$ или латинской Y ; схему «треугольник» — знаком Δ или русской буквой $Д$; схему «зигзаг» — латинской буквой Z . Если нулевая точка обмотки выведена из трансформатора, то у буквенного обозначения ставят индекс «н». Начала и концы обмотки ВН обозначают A, B, C и X, Y, Z ; для обмотки НН — a, b, c и x, y, z ; вывод нулевой точки — O (для ВН) и o (для НН). Схемы соединения обмоток силовых трансформаторов, применяемых в СССР, приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Схема соединения обмоток		Диаграмма векторов ЭДС		Условное обозначение
ВН	НН	ВН	НН	
				Y/Y_n-0
				$Y/\Delta-11$
				$Y_n/\Delta-11$
				Y/Z_n-11
				Δ/Y_n-11

Трехфазные трансформаторы характеризуются фазным и линейными коэффициентами трансформации.

Фазный коэффициент равен отношению числа витков $w_{ВН}$ фазы обмотки ВН к числу витков $w_{НН}$ фазы обмотки НН или отношению фазных напряжений этих обмоток в режиме холостого хода:

$$k_{\phi} = w_{\text{ВН}}/w_{\text{НН}} = U_{\text{оф.ВН}}/U_{\text{оф.НН}} \quad (2.60)$$

Линейный коэффициент равен отношению линейного напряжения обмотки ВН к линейному напряжению обмотки НН в режиме холостого хода:

$$k_{\text{л}} = U_{\text{ол.ВН}}/U_{\text{ол.НН}} \quad (2.60a)$$

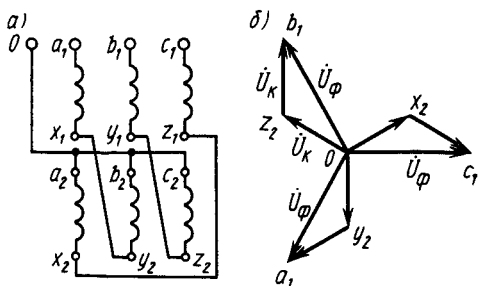


Рис. 2.30. Схема «зигзаг» (а) и ее векторная диаграмма (б)

Для схемы U/U и D/D коэффициенты трансформации равны $k_{\text{л}} = k_{\phi}$; для схемы U/D линейный коэффициент $k_{\text{л}} = \sqrt{3}k_{\phi}$; для схемы D/U коэффициент $k_{\text{л}} = k_{\phi}/\sqrt{3}$.

При соединении обмотки трансформатора по схеме $Z_{\text{н}}$ (рис. 2.30, а) каждая фаза состоит из двух одинаковых катушек, размещенных на разных стержнях и соединенных между собой встречно так, чтобы векторы индуцируемых в них ЭДС вычитались (рис. 2.30, б).

Схема $Z_{\text{н}}$ неэкономична, так как при одном и том же фазном напряжении U_{ϕ} она требует большего расхода обмоточного провода, чем при схемах U и D . Это объясняется тем, что в рассматриваемой схеме фазное напряжение U_{ϕ} в $\sqrt{3}$ раз больше напряжения $U_{\text{к}}$ на каждой катушке, а при размещении двух катушек на одном стержне и их последовательном соединении $U_{\phi} = 2U_{\text{к}}$. Поэтому обычно схему $Z_{\text{н}}$ не применяют, ее используют только в трансформаторах для выпрямителей (см. § 3.3).

Особенности режима холостого хода. В § 2.6 показано, что в однофазном трансформаторе из-за насыщения магнитной цепи ток холостого хода при синусоидальном магнитном потоке оказывается несинусоидальным, т. е. возникает ряд высших гармонических:

$$i_0 \approx I_{01m} \sin \omega t + I_{03m} \sin 3\omega t + \dots$$

В трехфазном трансформаторе выражения для тока холостого хода в фазах имеют вид:

$$\begin{aligned} i_{0A} &= I_{01m} \sin \omega t + I_{03m} \sin 3\omega t \dots; \\ i_{0B} &= I_{01m} \sin (\omega t - 2\pi/3) + I_{03m} \sin 3(\omega t - \pi/3) + \dots; \\ i_{0C} &= I_{01m} \sin (\omega t - 4\pi/3) + I_{03m} \sin 3(\omega t - 4\pi/3) + \dots \end{aligned}$$

Третьи гармонические токов во всех фазах совпадают по времени: $i_{03A} = i_{03B} = i_{03C} = i_{03m} \sin 3\omega t$. При некоторых схемах включения обмоток это оказывает влияние на форму

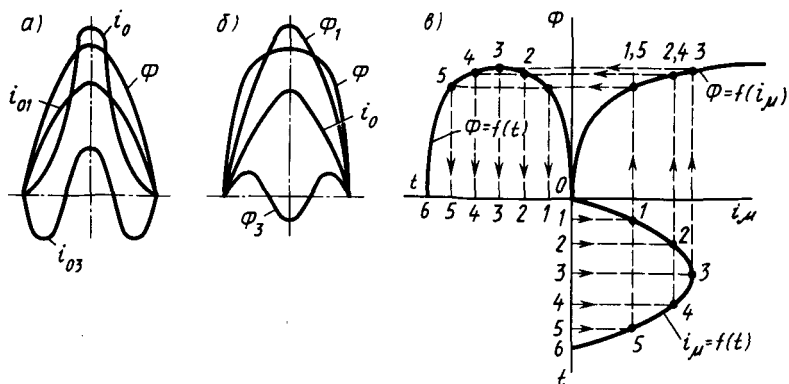


Рис. 2.31. Кривые потока Φ и тока холостого хода i_0 при соединении первичной обмотки трехфазного трансформатора по схемам Y/Y и Y_n/Y (а—б)

кривой магнитного потока трансформатора, а следовательно, и на форму кривой ЭДС.

При соединении обмоток трансформатора по схеме Y_n/Y третьи гармонические фазных токов замыкаются по нулевому проводу. При этом ток холостого хода i_0 в каждой фазе содержит третью гармоническую i_{03} , а поток Φ является синусоидальным, как в однофазном трансформаторе (рис. 2.31, а).

При соединении обмоток по схеме Y/Y путь для замыкания третьих гармонических фазных токов отсутствует и ток холостого хода оказывается синусоидальным. В результате этого кривая магнитного потока Φ искажается (рис. 2.31, б) и приобретает плоскую форму; при этом поток содержит третью гармоническую Φ_3 . Несинусоидальными являются и ЭДС, индуцированные в фазах,—они имеют заостренную форму. Построение кривой изменения магнитного потока Φ при синусоидальном изменении тока i_μ (рис. 2.31, в) выполняется, как и для кривой $i_\mu = f(t)$ (см. рис. 2.14, б), но в обратном порядке.

Отметим, что в трехстержневом трансформаторе возникающие третьи гармонические потоки фаз Φ_{A3} , Φ_{B3} , Φ_{C3} не могут замыкаться по стальному магнитопроводу, так как они аналогично третьим гармоническим токам совпадают по времени и, следовательно, в любой момент времени направлены по контуру магнитопровода встречно (рис. 2.32, а). Поэтому эти гармонические выходят из стержней и замыкаются от ярма к ярму через воздух, т. е. по пути, имеющему большое магнитное сопротивление. Вследствие этого третьи гармонические потоков малы и потоки фаз Φ_A , Φ_B и Φ_C в трехстержневом трансформаторе мало отличаются от синусоидальных.

Обычно амплитуды потоков фаз отличаются на 5...10%

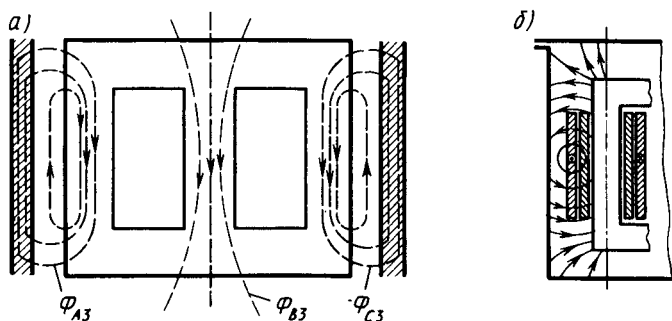


Рис. 2.32. Пути прохождения третьих гармонических потоков стержней в трехфазном трансформаторе

от амплитуд их первых гармонических, что вызывает соответствующее небольшое искажение формы кривой фазных ЭДС. Еще одним отрицательным последствием возникновения третьих гармонических потоков фаз является увеличение потерь мощности. Эти потоки в трехстержневом трансформаторе замыкаются главным образом по стенкам бака, стяжным болтам и другим металлическим конструктивным деталям, окружающим магнитопровод (рис. 2.32, б). При этом в них индуцируются вихревые токи, создающие дополнительные потери мощности и местный нагрев соответствующих деталей. Дополнительные потери значительны только в трансформаторах мощностью свыше 1000 кВ·А. В трансформаторах меньшей мощности их практически можно не учитывать.

В группах, состоящих из трех однофазных трансформаторов, третьи гармонические потоки фаз могут замыкаться по тому же пути, что и основная гармоническая, и вследствие этого достигать недопустимой величины. Поэтому для таких групп схему Y/Y не применяют.

Если одна из обмоток трансформатора соединена треугольником, то фазные потоки трансформатора становятся практически синусоидальными. Это объясняется тем, что в обмотке, соединенной треугольником, совпадающие по времени третьи гармонические ЭДС вызывают ток тройной частоты I_{23} , который циркулирует по обмоткам фазы (рис. 2.33, а) и уменьшает третьи гармонические потоки. Упрощенно можно считать, что результирующий поток тройной частоты является суммой третьих гармонических потоков, создаваемых первичной и вторичной обмотками $\Phi_{\text{рез}3} = \Phi_{13} + \Phi_{23}$.

Из векторной диаграммы (рис. 2.33, б) следует, что результирующий поток $\Phi_{\text{рез}3}$ незначителен, так как для токов тройной частоты обмотка, соединенная треугольником, является короткозамкнутой и даже небольшая ЭДС E_{23} вызывает значительный ток I_{23} .

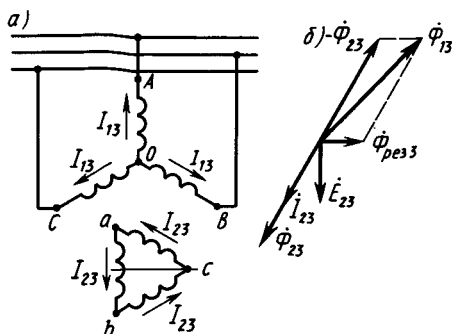


Рис. 2.33. Схема прохождения третьих гармонических тока по фазам трансформатора (а) и векторная диаграмма (б) созданных ими потоков и ЭДС

Таким образом, обмотки трехстержневых трансформаторов лучше всего соединять по схемам Y/Δ и Y_n/Δ , которые позволяют практически устранить третьи гармонические в кривых потока и в ЭДС. Силовые трансформаторы средней мощности при вторичных напряжениях не более 400 В можно соединять и по схемам Y/Y_n и Δ/Y_n , так как это позволяет получать от вторичной обмотки не только линейное

напряжение 380 В, используемое в силовых цепях, но и фазное напряжение 220 В, требуемое для осветительных установок.

§ 2.12. ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ

Трансформаторы делят на группы в зависимости от сдвига по фазе между линейными напряжениями, измеренными на одноименных зажимах.

Однофазные трансформаторы. В них напряжения первичной и вторичной обмоток могут совпадать по фазе или быть сдвинутыми на 180° . Это зависит от направления намотки обмоток и обозначения выводов, т. е. от маркировки. Если обмотки трансформатора намотаны в одну сторону и имеют симметричную маркировку выводов (рис. 2.34, а), то индуцированные в них ЭДС имеют одинаковое направление. Следовательно, совпадают по фазе и напряжения холостого хода*. При изменении маркировки выводов одной из фаз или направления намотки одной фазы (рис. 2.34, б) получается сдвиг по фазе между векторами первичного и вторичного напряжения, равный 180° .

Группы соединений обозначают целыми числами от 0 до 11. Номер группы определяют величиной угла, на который вектор линейного напря-

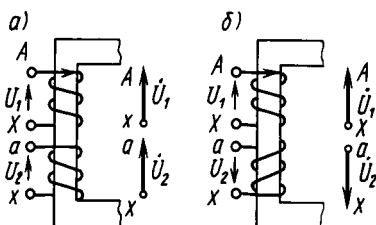


Рис. 2.34. Группы соединений обмоток однофазного трансформатора

* Для внешней нагрузки (потребителя) ЭДС и напряжения имеют одинаковую фазу.

жения обмотки НН отстает от вектора линейного напряжения обмотки ВН. Для определения номера группы этот угол следует разделить на 30° .

Для однофазных трансформаторов возможны только две группы соединений: нулевая (рис. 2.34, а) и шестая (рис. 2.34, б). Однако отечественная промышленность выпускает однофазные трансформаторы только нулевой группы, у которых напряжения первичной и вторичной обмоток совпадают по фазе.

Трехфазные трансформаторы. В них фазные ЭДС двух обмоток, расположенных на одном и том же стержне, могут, так же как и в однофазных трансформаторах, совпадать или быть противоположными по фазе. В зависимости от схемы соединения обмоток (Y и D) и порядка соединения их начал и концов получаются различные углы сдвига фаз между линейными напряжениями. Для примера на рис. 2.35 показаны схемы соединения обмоток Y/Y и соответствующие векторные диаграммы для нулевой (а) и шестой (б) групп; на рис. 2.36 показаны схемы соединения обмоток Y/D и соответствующие векторные диаграммы для одиннадцатой (а) и пятой (б) групп.

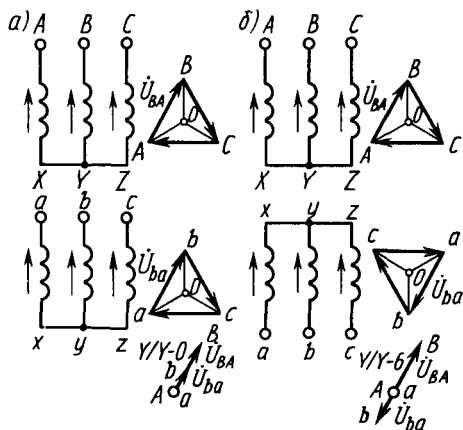


Рис. 2.35. Группы соединений обмоток трехфазного трансформатора при схеме Y/Y

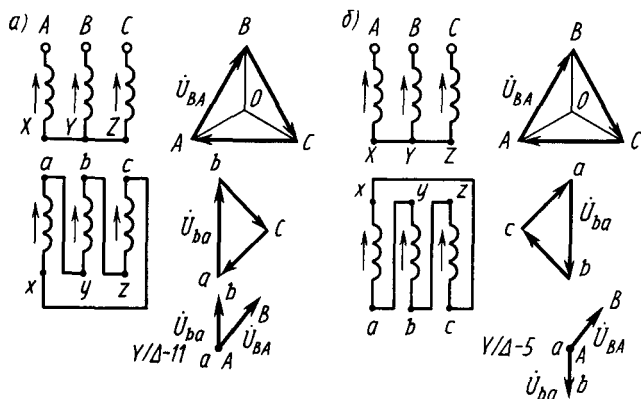


Рис. 2.36. Группы соединений обмоток трехфазного трансформатора при схеме Y/D

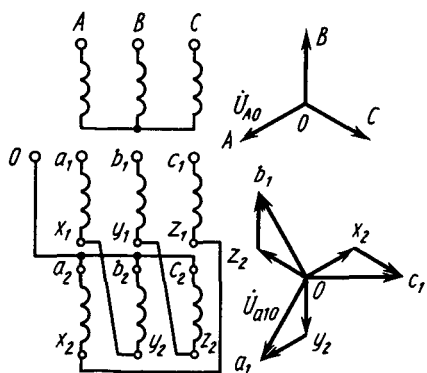


Рис. 2.37. Группа соединений обмоток трехфазного трансформатора при схеме Y/Z_n

При соединении обмотки НН по схеме Z_n , а обмотки ВН по схеме Y (рис. 2.37) фазные напряжения обмотки НН сдвинуты относительно соответствующих фазных напряжений обмотки ВН (например, $\dot{U}_{a10}$ относительно $\dot{U}_{A0}$) на угол 330° , т. е. при таком соединении имеем одиннадцатую группу. Это объясняется тем, что между векторами линейных напряжений (не показанных на рис. 2.37) имеется такой же угол.

§ 2.13. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

В большинстве случаев при значительной мощности электрической установки целесообразно иметь не один, а несколько трансформаторов меньшей мощности, включенных параллельно на общую нагрузку. Такое дробление общей трансформаторной мощности позволяет лучше решать проблему энергоснабжения потребителей, отключать часть трансформаторов при уменьшении нагрузки, проще проводить профилактический ремонт трансформаторов и пр.

Условия включения на параллельную работу. Для включения трансформаторов $Tr1$ и $Tr2$ на параллельную работу (рис. 2.38, а) необходимо, чтобы при холостом ходе в их обмотках не возникали уравнивающие токи и чтобы нагрузка распределялась между обоими трансформаторами в соответствии с их номинальной мощностью. Для этого требуется соблюдать ряд условий.

При неравенстве ЭДС E_{201} и $E_{20н}$ параллельно работающих трансформаторов (их вторичных напряжений при холостом ходе — рис. 2.39) возникает уравнивающий ток. Этот ток вызывает циркуляцию мощности от одного трансформатора к другому, а следовательно, неравномерную

Изменяя маркировку выводов обмоток можно получить и другие группы соединений: при схеме Y/Y — четные: вторую, четвертую и т. д., при схеме Y/D — нечетные: первую, третью и др. Согласно ГОСТу отечественная промышленность выпускает трехфазные силовые трансформаторы только двух групп: нулевой и одиннадцатой (см. табл. 2.1). Это облегчает практическое включение трансформаторов на параллельную работу.

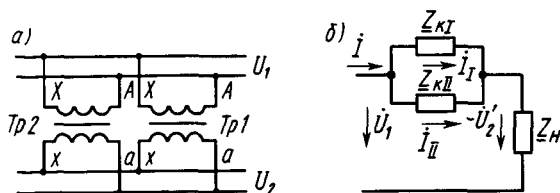


Рис. 2.38. Схема включения трансформаторов при параллельной работе (а) и схема замещения их (б)

нагрузку трансформаторов, сопровождающуюся увеличением потерь и нагрева. Уравнительный ток

$$I_{yp} = (\dot{E}_{20I} - \dot{E}_{20II}) / (\underline{Z}_{\kappa I} + \underline{Z}_{\kappa II}). \quad (2.61)$$

Первым необходимым условием для включения трансформаторов на параллельную работу, как следует из формулы (2.61), является равенство их вторичных ЭДС, т. е. вторичных напряжений холостого хода. Предполагается, что первичные напряжения у них одинаковы, т. е. что трансформаторы подключены к одной и той же первичной сети. При этом трансформаторы должны иметь одинаковые коэффициенты трансформации. На практике допускается параллельная работа силовых трансформаторов, имеющих различие в коэффициентах трансформации не более 0,5%, а для трансформаторов с $k > 3$ — не более 1%. При таком различии в коэффициентах трансформации разность вторичных ЭДС $\Delta \dot{E}$ (рис. 2.39, а) небольшая и уравнительный ток незначительный.

Вторым необходимым условием является совпадение по фазе ЭДС $\dot{E}_{20I}$ и $\dot{E}_{20II}$, с тем чтобы их векторная разность $\Delta \dot{E} = \dot{E}_{20I} - \dot{E}_{20II}$ равнялась нулю. Для этого параллельно работающие трансформаторы должны принадлежать к одной группе соединений. При невыполнении этого условия между одноименными зажимами вторичных обмоток возникает разность ЭДС $\Delta \dot{E}$ (рис. 2.39, б), вызывающая появление уравнительного тока. Так, например, если трансформаторы принадлежат даже к ближайшим группам (например, одиннадцатой и нулевой), сдвиг по фазе между их вторичными ЭДС составляет 30° , и в контуре параллельно соединенных вторичных обмоток возникает

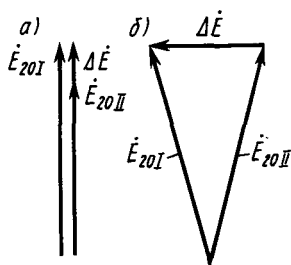


Рис. 2.39. Векторные диаграммы напряжения при параллельной работе трансформаторов одной группы с различными k (а) и разных типов с одинаковыми k (б)

большая разность ЭДС $\Delta \dot{E} = \dot{E}_{20I} - \dot{E}_{20II} = 2E_{20} \sin 15^\circ \approx 0,52E_{20}$. При этом уравнивающий ток в несколько раз больше номинального.

Распределение нагрузок. Из условия

$$\dot{I}_I Z_{KI} = \dot{I}_{II} Z_{KII} = \dot{I}_{III} Z_{KIII} = \dots = \dot{I}_n Z_{Kn}, \quad (2.62)$$

полученного для упрощенной схемы замещения трансформаторов (см. рис. 2.38, б), можно найти распределение нагрузок между параллельно включенными трансформаторами.

Пренебрегая различием в фазе токов, которое зависит от соотношения активных и реактивных сопротивлений короткого замыкания (различие обычно невелико), и заменяя комплексные величины их модулями, получают

$$I_I : I_{II} : I_{III} = (1/Z_{KI}) : (1/Z_{KII}) : (1/Z_{KIII}), \quad (2.63)$$

т. е. токи распределяются между трансформаторами обратно пропорционально сопротивлениям короткого замыкания. Уравнение (2.63) можно привести к виду

$$I_I : I_{II} : I_{III} = \frac{I_{номI}}{I_{номI} Z_{KI}} : \frac{I_{номII}}{I_{номII} Z_{KII}} : \frac{I_{номIII}}{I_{номIII} Z_{KIII}}. \quad (2.64)$$

Умножаем левую часть (2.64) на $U_2 \cos \varphi_2$, а правую — на $U_{ном}^2/100$:

$$P_I : P_{II} : P_{III} = \frac{S_{номI}}{u_{KI}} : \frac{S_{номII}}{u_{KII}} : \frac{S_{номIII}}{u_{KIII}}. \quad (2.65)$$

Следовательно, для того чтобы нагрузки распределялись между параллельно включенными трансформаторами прямо пропорционально их номинальным мощностям, они должны иметь одинаковые напряжения короткого замыкания. Практически удовлетворительное распределение нагрузки получается в случаях, когда напряжения короткого замыкания параллельно работающих трансформаторов отклоняются от их среднеарифметического значения не более чем на $\pm 10\%$.

Если при параллельной работе напряжения u_K не равны, то перегружается трансформатор с меньшим значением u_K , т. е. с меньшим сопротивлением Z_K . В этом случае придется уменьшить общую нагрузку всей группы параллельно работающих трансформаторов, т. е. установленная мощность трансформаторов недоиспользуется.

При неравенстве активных $u_{K.a}$ и реактивных $u_{K.p}$ составляющих напряжений короткого замыкания токи параллельно работающих трансформаторов сдвинуты по фазе на некоторый угол. При этом суммарный ток, отдаваемый нагрузке, равен векторной сумме токов всех трансформаторов, т. е. меньше их алгебраической суммы. В этом случае номинальная мощность трансформаторов используется не полностью.

У трансформаторов различных мощностей составляющие $u_{K.a}$ и $u_{K.p}$ различны: у трансформаторов большей мощности

$u_{к.р}$ больше, а $u_{к.а}$ меньше, чем у трансформаторов меньшей мощности. Поэтому не рекомендуется включение на параллельную работу трансформаторов с отношением номинальных мощностей больше трех.

§ 2.14. АВТОТРАНСФОРМАТОР

Автотрансформатором называют такой трансформатор, у которого обмотка низшего напряжения электрически (гальванически) связана с обмоткой высшего напряжения.

Принципиальная схема. В схеме понижающего автотрансформатора (рис. 2.40, а) первичное напряжение подводится к зажимам A и X , вторичной обмоткой служит часть первичной обмотки между зажимами a и x , причем зажимы X и x совмещены. Так как в каждом витке обмотки индуцируется одинаковая ЭДС $E=4,44f\Phi_m$, то при холостом ходе напряжение на зажимах ax

$$U_2 = 4,44fw_{ax}\Phi_m = U_1w_{ax}/w_{AX} = U_1/k, \quad (2.66)$$

где w_{ax} и w_{AX} — числа витков, включенных соответственно между зажимами a и x , A и X ; k — коэффициент трансформации.

Габаритные размеры, масса, потери мощности. В автотрансформаторе различают проходную мощность $S_{пр}$, передаваемую из первичной цепи во вторичную и далее на нагрузку, и расчетную или типовую мощность $S_{расч}$, передаваемую во вторичную цепь электромагнитным полем. Мощность $S_{расч}$ определяет габаритные размеры и массу автотрансформатора. Если пренебречь потерями, то проходная мощность $S_{пр} = E_1I_1 = E_2I_2$, а расчетная $S_{расч} = E_2I_{ax}$, где I_{ax} — результирующий ток на участке ax обмотки, к которому подключена нагрузка.

На участке ax через обмотку проходит ток, равный векторной сумме токов вторичной и первичной цепей $I_{ax} = I_2 + I_1$. Как следует из векторной диаграммы (см. рис. 2.17), токи I_2 и I_1 сдвинуты по фазе приблизительно

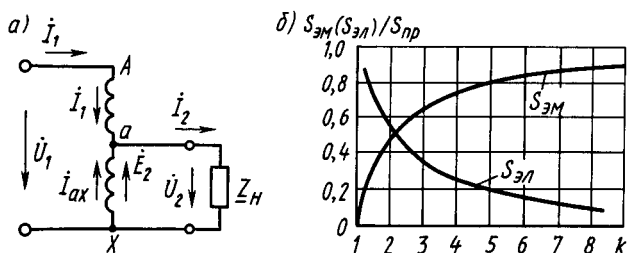


Рис. 2.40. Схема включения понижающего автотрансформатора (а) и зависимости мощностей $S_{ЭМ}$ и $S_{ЭЛ}$ от коэффициента трансформации (б)

на угол 180° . Поэтому, пренебрегая током холостого хода и переходя к модулям токов I_2 и I_1 , получаем

$$I_{ax} = I_2 - I_1. \quad (2.67)$$

Следовательно, проходная мощность

$$S_{\text{пр}} = E_2 I_2 = E_2 (I_{ax} + I_1) = E_2 I_{ax} + E_2 I_1 = S_{\text{эм}} + S_{\text{эл}}. \quad (2.68)$$

При этом $S_{\text{эм}} = E_2 I_{ax} = S_{\text{расч}}$ — мощность, передаваемая во вторичную цепь электромагнитным полем и являющаяся расчетной мощностью автотрансформатора; $S_{\text{эл}} = E_2 I_1$ — мощность, передаваемая в эту цепь вследствие электрической (гальванической) связи между первичной и вторичной цепями.

При указанных выше условиях и принимая $I_1 = I'_2 = I_2/k$, из (2.67) получаем

$$I_{ax} = I_2 (1 - 1/k). \quad (2.69)$$

Откуда расчетная мощность автотрансформатора

$$S_{\text{расч}} = E_2 I_{ax} = E_2 I_2 (1 - 1/k). \quad (2.70)$$

Отношение

$$k_{\text{выг}} = S_{\text{расч}}/S_{\text{пр}} = 1 - 1/k \quad (2.71)$$

называют *коэффициентом выгодности*.

Мощность, передаваемая во вторичную цепь электрическим путем,

$$S_{\text{эл}} = E_2 I_1 = E_2 I'_2 = (E_2 I_2)/k = S_{\text{пр}}/k. \quad (2.72)$$

В двухобмоточном трансформаторе $S_{\text{эл}} = 0$ и $S_{\text{расч}} = S_{\text{пр}}$.

Таким образом, расчетная мощность автотрансформатора меньше, чем мощность двухобмоточного трансформатора при той же проходной мощности, передаваемой из первичной цепи во вторичную, что позволяет выполнить автотрансформатор с меньшей массой и меньшими габаритными размерами. Отношение этих мощностей определяет коэффициент выгодности.

На рис. 2.40, б показаны зависимости мощностей $S_{\text{эм}}$ и $S_{\text{эл}}$ в долях от проходной мощности $S_{\text{пр}}$ от коэффициента трансформации k . Чем ближе значение коэффициента трансформации k к единице, тем меньше расчетная мощность автотрансформатора и тем выгоднее его применять с точки зрения уменьшения массы, габаритных размеров и потерь мощности. Например, при $k = 1,1$ расчетная мощность автотрансформатора уменьшается в 10 раз, а при $k = 10$ получается почти такой же, как у двухобмоточного трансформатора.

Электрические потери в обмотках автотрансформатора по той же причине могут быть существенно меньшими, чем в обмотках двухобмоточного трансформатора. При номинальном режиме в двухобмоточном трансформаторе электрические потери

$$\Delta P_{\text{эл.тр}} = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 \approx I_1^2 R_k = P_{\text{к.тр}}. \quad (2.73)$$

В автотрансформаторе суммарные потери на участках Aa и ax

$$\Delta P_{\text{эл.атр}} = \Delta P_{\text{эл.}Aa} + \Delta P_{\text{эл.}ax} \quad (2.74)$$

или

$$\Delta P_{\text{эл.атр}} = I_{Aa}^2 R_{Aa} + I_{ax}^2 R_{ax}. \quad (2.75)$$

В автотрансформаторе $I_{Aa} = I_1$, поэтому сечения проводов в первичной обмотке двухобмоточного трансформатора и на участке Aa автотрансформатора одинаковы, а сопротивление $R_{Aa} < R_1$:

$$R_{Aa} = R_1 (w_{Aa}/w_{Ax}) = R_1 (w_1 - w_2)/w_1 = R_1 (1 - 1/k). \quad (2.76)$$

На участке ax автотрансформатора проходит ток $I_{ax} = I_2 (1 - 1/k)$, поэтому сечение провода на этом участке можно выбрать меньшим, чем во вторичной обмотке двухобмоточного трансформатора, и пропорциональным отношению токов, проходящих по участку ax и вторичной обмотке:

$$R_{ax}/R_2 = I_2/I_{ax} \approx I_2/[I_2 (1 - 1/k)] \approx 1/(1 - 1/k). \quad (2.77)$$

Таким образом, из формул (2.76) и (2.77) следует, что

$$\begin{aligned} P_{\text{эл.атр}} &= I_1^2 R_1 (1 - 1/k) + I_2^2 (1 - 1/k)^2 R_2 / (1 - 1/k) \approx \\ &\approx (I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2) (1 - 1/k). \end{aligned} \quad (2.78)$$

Следовательно, отношение электрических потерь в автотрансформаторе и двухобмоточном трансформаторе

$$\Delta P_{\text{эл.атр}}/\Delta P_{\text{эл.тр}} \approx 1 - 1/k. \quad (2.79)$$

Формула (2.79) показывает, что *потери мощности в автотрансформаторе меньше, чем в двухобмоточном трансформаторе.*

Активные и индуктивные (обусловленные потоками рассеяния) сопротивления автотрансформатора также меньше, чем соответствующие сопротивления двухобмоточного трансформатора:

$$R_{\text{к.атр}} = R_{\text{к.тр}} (1 - 1/k); \quad X_{\text{к.атр}} = X_{\text{к.тр}} (1 - 1/k). \quad (2.80)$$

Поэтому ток короткого замыкания у автотрансформатора, подключенного к сети со стороны обмотки ВН, больше, чем у двухобмоточного трансформатора.

Конструктивно обмотки Aa и ax выполняют обычно в виде двух concentрических катушек. Такое исполнение предотвращает появление больших потоков рассеяния.

Области применения. В технике применяют автотрансформаторы одно- и трехфазные при необходимости сравнительно небольшого изменения напряжения (при $k \leq 2,5 \dots 3$). При больших k выгодность от их применения уменьшается.

Силовые автотрансформаторы служат для снижения напряжения при пуске мощных асинхронных и синхронных электродвигателей. Автотрансформаторы малой мощности широко используют в устройствах связи и автоматики, радиоаппаратуре и лабораторных стендах. В последнее время автотрансформаторы большой мощности применяют для соединения высоковольтных сетей различных напряжений (110, 154, 220, 330, 500, 750 кВ).

Существенным недостатком автотрансформаторов является то, что вторичная цепь у них электрически соединена с первичной. Поэтому обмотка НН и подключенные к ней потребители должны иметь ту же изоляцию относительно земли, что и обмотка ВН и первичная цепь. Поэтому для обеспечения электробезопасности не допускается применять автотрансформаторы для питания цепей низкого напряжения от сети высокого напряжения.

Автотрансформаторы большой мощности редко применяют при $k > 2$ во избежание возникновения опасных перенапряжений во вторичной цепи при появлении атмосферных и коммутационных перенапряжений в первичной цепи (в линиях электропередачи).

§ 2.15. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

При эксплуатации трансформаторов довольно часто необходимо регулировать вторичное напряжение.

Принципы регулирования. При регулировании различают два основных случая:

1) стабилизации вторичного напряжения при незначительном (на 5...10%) изменении первичного напряжения, что происходит обычно из-за падения напряжения в линии;

2) регулирования вторичного напряжения (из-за особенностей технологического процесса) в широких пределах при неизменном (или мало изменяющемся) первичном напряжении.

В обоих случаях вторичное напряжение регулируется путем изменения коэффициента трансформации, т. е. соотношения между числами витков первичной и вторичной обмоток.

В первом случае при небольших изменениях первичного напряжения можно изменять число витков либо первичной, либо вторичной обмотки. Например, при снижении первичного напряжения соответственно уменьшают число витков первичной обмотки так, чтобы ЭДС витка осталась неизменной. Поскольку число витков вторичной обмотки не изменяется, неизменной останется и ЭДС вторичной обмотки. При возрастании первичного напряжения соответственно увеличивают число витков первичной обмотки.

Во втором случае, когда требуется регулировать вторичное напряжение при неизменном первичном, изменяют число витков вторичной обмотки. Изменять число витков первичной обмотки в этом случае нельзя, так как это приведет к изменению магнитного потока трансформатора и, как следствие, к его перегреву или плохому использованию. Кроме того, очевидно, что получить малое выходное напряжение $U_2 = U_1 w_2 / w_1$ при неизменном числе витков вторичной обмотки практически невозможно, так как при этом необходимо иметь большое число регулировочных витков*.

Переключение ответвлений обмоток w_1 и w_2 может осуществляться при отключении трансформатора от первичной и вторичной сетей (переключение без возбуждения) или под нагрузкой (регулирование под нагрузкой). Существуют также трансформаторы с плавным регулированием напряжения, в которых плавно изменяют число витков w_2 или магнитный поток Φ_2 , охватываемый этой обмоткой.

Переключение ответвлений без возбуждения. Регулирование напряжения этим способом применяют в масляных и сухих силовых трансформаторах общепромышленного назначения, а также в трансформаторах, предназначенных для вентиляльных преобразователей. Напряжение регулируют на $\pm 5\%$ от $U_{ном}$ ступенями по $2,5\%$, т. е. трансформатор имеет пять ступеней регулирования напряжения. В трансформаторах сравнительно небольшой мощности используют три ступени регулирования напряжения ($+5$; 0 ; -5%). В силовых трансформаторах большой мощности обычно напряжение регулируют на стороне ВН. Это позволяет упростить конструкцию переключателя ответвлений, так как токи в обмотке ВН меньше, чем в обмотке НН. Кроме того, число витков обмотки ВН больше, чем обмотки НН, вследствие чего изменение числа витков на $1,25...2,5\%$ можно осуществлять с большей точностью. В трансформаторах, предназначенных для вентиляльных преобразователей, часто напряжение регулируют на стороне НН; при этом переключающую аппаратуру выполняют на большие токи, что сильно усложняет ее конструкцию.

При регулировании напряжения отключают часть витков только одной (первичной или вторичной) обмотки, что нарушает равномерность распределения МДС по высоте обмотки. Это приводит к искажению магнитного поля рассеяния и возникновению поперечной составляющей потока

* При очень больших мощностях иногда применяют регулирование по высоковольтной первичной стороне (чтобы избежать применения регулирующей аппаратуры на большие токи), используя специальные автотрансформаторные схемы.

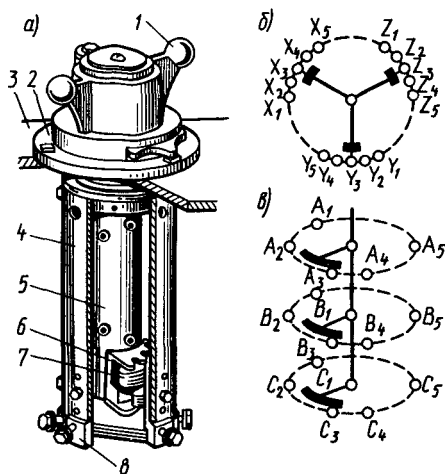


Рис. 2.41. Трехфазный переключатель ответвлений (а) и схемы расположения его контактных элементов (б, в):

1—привод; 2—фланец колпака; 3—крышка бака трансформатора; 4—бумажно-бакелитовый цилиндр; 5—бумажно-бакелитовая изоляция вала; 6—коленчатый вал; 7—подвижные контакты; 8—неподвижные контакты

рассеяния, которая, взаимодействуя с током обмоток, создает электромагнитные силы, действующие на обмотку в осевом направлении (см. § 2.16). При аварийных режимах (короткое замыкание) эти силы могут достигать больших значений и вызывать разрушение обмотки. Поэтому стремятся равномерно распределить отключаемые витки обмотки по высоте или расположить их по возможности в середине высоты обмотки симметрично относительно обоих ярем.

В масляных трансформаторах переключение ответвлений осуществляют контактным переключателем, встроенным

в трансформатор, рукоятка которого выведена из бака. В сухих трансформаторах ответвления выводят на контактную панель и переключение производят путем перестановки контактной пластины на различные выводные шпильки.

Контактный переключатель (рис. 2.41, а) имеет систему неподвижных контактов, соединенных с ответвлениями обмотки, и систему подвижных контактов, замыкающих с неподвижными и обеспечивающих требуемую схему соединения между собой обмоток отдельных фаз. При выполнении ответвлений $X_1 - X_5$, $Y_1 - Y_5$ и $Z_1 - Z_5$ у нулевой точки можно применить общий переключатель для всех трех фаз (рис. 2.41, б), так как рабочее напряжение между отдельными частями переключателя не превышает 10% от линейного напряжения трансформатора. Если ответвления $A_1 - A_5$, $B_1 - B_5$, $C_1 - C_5$ расположены в середине обмотки (см. рис. 2.56, б), то каждая фаза должна иметь переключатель (рис. 2.41, в), так как между ответвлениями разных фаз действует напряжение, равное приблизительно $0,5U_{ном}$.

Переключение ответвлений под нагрузкой. Для повышения гибкости и удобства управления крупными электрическими сетями и системами большое значение имеет возможность регулирования напряжения трансформаторов без перерыва нагрузки. Потребность в таких трансформаторах быстро

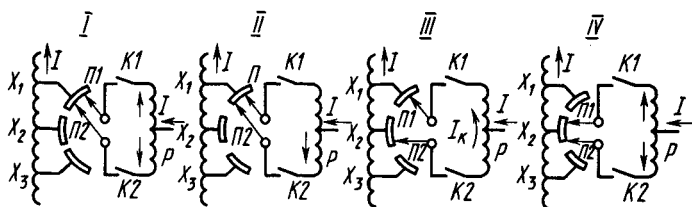


Рис. 2.42. Схемы переключающего устройства с токоограничивающим реактором

возрастает. В соответствии с этим промышленность выпускает трансформаторы с регулированием напряжения под нагрузкой для всех мощностей от 63 до 200 000 кВ · А с пределами регулирования $\pm(10...16)\%$.

При использовании этого способа регулирования необходимо:

1) обеспечить переход с одного ответвления на другое без разрыва тока, для чего в некоторый момент времени должны быть включены два соседних ответвления;

2) ограничить ток короткого замыкания (ток к. з.) в части обмотки трансформатора, расположенной между этими ответвлениями при одновременном их включении.

Для этого применяют переключающие устройства с дистанционным управлением и с токоограничивающими реакторами и резисторами, а в трансформаторах, предназначенных для вентильных преобразователей, — устройства с вентильным переходом.

На рис. 2.42 приведена схема переключающего устройства с токоограничивающим реактором в трех положениях его переключающих элементов. Устройство состоит из реактора R , двух контакторов $K1$ и $K2$, предназначенных для разрыва тока, проходящего по двум параллельным ветвям реактора, и двух переключателей $\Pi1$ и $\Pi2$, осуществляющих переключение этих ветвей при отсутствии тока.

Переключающее устройство действует следующим образом. В *первом рабочем положении I*, когда переключающее устройство подключено к ответвлению X_1 , контакторы $K1$ и $K2$ замкнуты и ток проходит по параллельным ветвям реактора в разных направлениях, не намагничивая его. Поэтому индуктивное сопротивление реактора весьма мало. При переходе с ответвления X_1 на ответвление X_2 сначала отключается контактор $K1$, но цепь тока не прерывается, так как он продолжает проходить через контактор $K2$ (*промежуточное положение II*). Затем переключатель $\Pi2$ без тока переводится на ответвление X_2 , после чего вновь включается контактор $K1$ (*промежуточное положение III*). В этом положении через обе половины реактора проходит

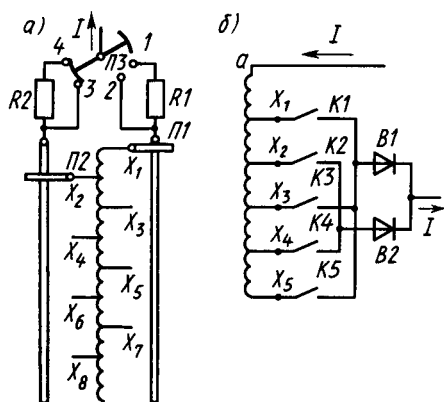


Рис. 2.43. Схемы переключающего устройства с токоограничивающими активными сопротивлениями (а) и с вентильным переходом (б)

ток одного направления, его индуктивное сопротивление резко возрастает и он эффективно ограничивает ток I_k в замкнутом контуре, образованном частью обмотки трансформатора, которая расположена между ответвлениями X_1 и X_2 . После этого размыкается контактор $K2$, переключатель $\Pi 1$ переводится без тока на ответвление X_2 и снова замыкается контактор $K2$, т. е. на этом заканчивается переход во *второе рабочее положение IV*, при котором переключающее устройство подключено к ответвлению X_2 .

Реактор и переключатели помещают внутри масляного бака трансформатора, а контакторы — в специальном баке, расположенном на боковой стенке основного бака. Находящееся в нем масло, которое загрязняется при разрыве контакторами тока, не соединяется с маслом основного бака.

В переключающем устройстве с токоограничивающими резисторами (рис. 2.43, а) имеются три переключателя — $\Pi 1$, $\Pi 2$ и $\Pi 3$. При работе трансформатора на ответвлении X_2 переключатели $\Pi 2$ и $\Pi 3$ занимают показанное на рис. 2.43 положение. Для перехода на соседнее ответвление X_1 сначала на него переводят без тока переключатель $\Pi 1$. Затем быстродействующий переключатель $\Pi 3$ быстро перебрасывается по часовой стрелке в положение, при котором он замыкает контакты 1 и 2 . Процесс замыкания контактов $3, 4$ и замыкания контактов $1, 2$ происходит таким образом, что цепь тока не прерывается, а в промежуточном положении, когда переключатель $\Pi 3$ замыкает одновременно контакты 1 и 4 , ток в части обмотки трансформатора, расположенной между ответвлениями X_1 и X_2 , ограничивается резисторами $R1$ и $R2$. Во избежание перегрева этих резисторов переключатель $\Pi 3$ переводится из одного рабочего положения в другое в течение сотых долей секунды.

При питании от трансформатора преобразовательных устройств для переключения ответвлений на вторичной обмотке, к которой подключаются вентили преобразователя, широко используют схему вентильного перехода (рис. 2.43, б). В этой схеме последовательно с нечетными контакторами $K1, K3, K5$ включен вентиль $B1$, а последова-

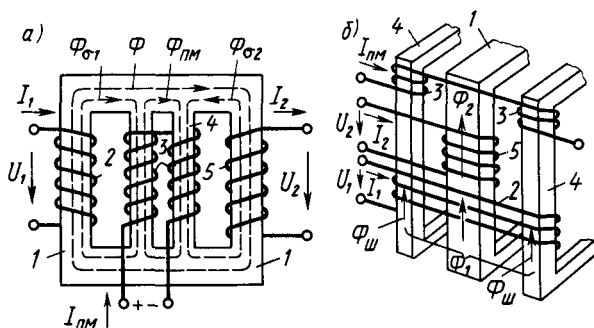


Рис. 2.44. Электромагнитные системы однофазных трансформаторов, регулируемые подмагничиванием шунтов: 1—главные стержни; 2—первичная обмотка; 3—обмотка подмагничивания; 4—магнитные шунты; 5—вторичная обмотка

тельно с четными контакторами $K2, K4$ —вентиль $B2$. При переходе, например, с ответвления X_1 на ответвление X_2 они позволяют осуществлять замыкание контактора $K2$ до отключения $K1$, так как вентили $B1$ и $B2$ предотвращают возникновение тока к. з. в части обмотки между X_1 и X_2 , при одновременном включении обоих контакторов. В дальнейшем контактор $K1$ может быть отключен, так как цепь тока будет замкнута через контактор $K2$.

Трансформаторы, регулируемые подмагничиванием шунтов. Плавное регулирование выходного напряжения трансформатора можно осуществить также путем подмагничивания его магнитопровода постоянным током. Существует большое число конструкций трансформаторов с подмагничиванием. Их основными регулирующими элементами являются подмагничиваемые магнитные шунты, поэтому они называются трансформаторами и автотрансформаторами, регулируемые подмагничиванием шунтов (ТРПШ и АРПШ).

На рис. 2.44, *a* изображена схема однофазного четырехстержневого ТРПШ. Магнитная система такого трансформатора состоит из двух главных стержней и двух магнитных шунтов. На главных стержнях размещены первичная и вторичная обмотки, на стержнях магнитных шунтов—обмотка подмагничивания, состоящая из двух катушек. Основной поток Φ замыкается через главные стержни, а поток подмагничивания $\Phi_{ш}$ —через магнитные шунты. Поток рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$ первичной и вторичной обмоток, сдвинутые по фазе приблизительно на 180° , замыкаются в основном через магнитные шунты. Катушки обмотки подмагничивания соединены последовательно так, что создаваемые ими магнитные потоки складываются, а ЭДС, индуцируемые в них потоками рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, взаимно компенсируются.

Трансформатор работает следующим образом. При отсутствии постоянного тока $I_{\text{пм}}$ в обмотке подмагничивания потоки $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$ имеют максимальное, а основной поток Φ — минимальное значения. При этом вторичное напряжение U_2 минимальное. При прохождении по обмотке подмагничивающего тока магнитные шунты насыщаются и их магнитное сопротивление возрастает. Это приводит к уменьшению потоков $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, увеличению потока Φ и повышению напряжения U_2 . Регулируя подмагничивающий ток, можно плавно изменять вторичное напряжение U_2 .

На рис. 2.44, б показана схема однофазного ТРПШ с составным магнитопроводом. В этом трансформаторе магнитопровод главных стержней и магнитопроводы магнитных шунтов отделены друг от друга изоляционными прокладками. Первичная обмотка охватывает главные стержни и магнитные шунты, а вторичная обмотка — только главные стержни. Обмотка подмагничивания состоит из двух катушек и охватывает магнитные шунты.

При отсутствии постоянного тока в обмотке подмагничивания магнитный поток Φ_1 трансформатора, создаваемый первичной обмоткой, равномерно распределяется между главными стержнями и магнитными шунтами. При этом во вторичной обмотке индуцируется минимальное напряжение U_{min} . При прохождении по обмотке подмагничивания постоянного тока $I_{\text{пм}}$ магнитные шунты насыщаются и их магнитное сопротивление возрастает. При этом уменьшаются проходящие по ним магнитные потоки $\Phi_{\text{ш}}$, поток Φ_1 вытесняется в главные стержни и проходящий по ним поток Φ_2 увеличивается. Это приводит к возрастанию напряжения U_2 , индуцируемого во вторичной обмотке. Когда магнитные шунты полностью насыщены, магнитный поток Φ_2 в главных стержнях максимален и с трансформатора снимается максимальное напряжение U_{max} . Таким образом, изменяя ток подмагничивания $I_{\text{пм}}$, можно плавно регулировать вторичное напряжение трансформатора.

§ 2.16. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ТРАНСФОРМАТОРАХ

При изменении режима работы трансформатора — преднамеренном или случайном — происходит переход от одного установившегося состояния к другому. Обычно этот переходный процесс длится небольшое время (доли секунды), однако он может сопровождаться весьма опасными для трансформатора явлениями. Поэтому при проектировании и эксплуатации трансформаторов нужно учитывать их свойства в переходных режимах. Рассмотрим, как протекают наиболее типичные переходные процессы, имеющие место при коротком замыкании трансформатора и подключении его к сети.

Короткое замыкание на зажимах вторичной обмотки. Аварийный режим короткого замыкания возникает при повреждении электрической сети, неисправностях аппаратов и других устройств во вторичной цепи, ошибочных действиях обслуживающего персонала и пр.

Большие токи, возникающие в трансформаторе при коротком замыкании, могут вызвать механическое повреждение обмотки (а затем и пробой изоляции) или резкое повышение ее температуры, что угрожает целостности изоляции. Силу тока при коротком замыкании можно найти по упрощенной схеме замещения трансформатора (рис. 2.45, а). Положив для простоты, что напряжение сети не зависит от тока трансформатора, для указанной схемы получим уравнение

$$L_k di_k/dt + R_k i_k = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0), \quad (2.81)$$

где L_k — результирующая индуктивность обмоток трансформатора при к. з.; $U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0)$ — напряжение на зажимах первичной обмотки в момент короткого замыкания.

Представим ток короткого замыкания i_k , как это принято в электротехнике, в виде суммы двух токов — установившегося тока к. з. $i_{уст}$ и свободного тока $i_{св}$.

Установившийся ток к. з.

$$i_{уст} = (U_{1m}/Z_k) \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_k) = \sqrt{2} I_{к.уст} \sin(\omega t - \alpha_0 - \varphi_k), \quad (2.82)$$

где $\varphi_k = \arctg(X_k/R_k)$.

Из уравнения $L_k di_{св}/dt + R_k i_{св} = 0$ определим свободный ток

$$i_{св} = C e^{-(R_k t/L_k)}. \quad (2.83)$$

Постоянную интегрирования найдем, положив в момент $t=0$ ток $i_k=0$:

$$i_k = i_{уст} + i_{св} = \sqrt{2} I_{к.уст} \sin(\alpha_0 - \varphi_k) + C = 0,$$

откуда $C = -\sqrt{2} I_{к.уст} \sin(\alpha_0 - \varphi_k)$.

Таким образом, ток к.з.

$$i_k = \sqrt{2} I_{к.уст} [\sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_k) - \sin(\alpha_0 - \varphi_k) e^{-(R_k t/L_k)}]. \quad (2.84)$$

Из уравнения (2.84) следует, что при $\alpha_0 = \varphi_k$ свободный ток не возникает и ток к. з. в начальный момент приобретает

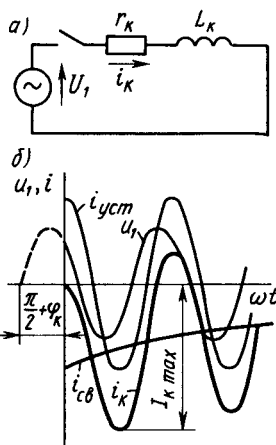


Рис. 2.45. Схема замещения трансформатора (а), кривые изменения тока и напряжения (б) при коротком замыкании

установившееся значение. Наибольший свободный ток будет при $\alpha_0 = \pi/2 + \varphi_k$. Этот режим является очень опасным для трансформатора (рис. 2.45, б), так как ток переходного процесса принимает здесь максимальное значение приблизительно через полпериода после момента короткого замыкания, т. е. при $\omega t = \pi$.

Подставив в (2.88) значение $\alpha_0 = \pi/2 + \varphi_k$ и $t = \pi/\omega$, получим

$$I_{k\max} = -\sqrt{2}I_{k.уст} (1 + e^{-(R_k/X_k)\pi}). \quad (2.85)$$

Величину $I_{k\max}$ называют *ударным током короткого замыкания*. Отношение $k_{уд} = I_{k\max}/(\sqrt{2}I_{k.уст})$ называют *ударным коэффициентом*. В мощных трансформаторах отношение $R_k/X_k \approx (1/10 \dots 1/15)$, вследствие чего $k_{уд} = 1,7 \dots 1,8$. В трансформаторах средней мощности $k_{уд} = 1,2 \dots 1,3$. В трансформаторах малой мощности активное сопротивление больше индуктивного и практически переходным режимом можно пренебречь, так как $e^{-(R_k/X_k)\pi} \approx 0$.

Установившийся ток к. з. при питании трансформатора от источника электрической энергии бесконечно большой мощности с напряжением $U_{1\text{ном}}$ можно выразить через номинальный ток трансформатора:

$$I_{k.уст} = (U_{1\text{ном}}/Z_k)(I_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}) = I_{\text{ном}}U_{1\text{ном}}/U_k = 100I_{\text{ном}}/u_k. \quad (2.86)$$

При реальных условиях работы трансформаторов, т. е. при питании от источника ограниченной мощности, ток $I_{k.уст}$ вычисляют по формуле, учитывающей реактивное сопротивление сети:

$$I_{k.уст} = 100I_{\text{ном}}/\{u_k [1 + 100S_{\text{ном}}/(u_k S_k)]\}, \quad (2.87)$$

где $S_{\text{ном}}$ — номинальная мощность трансформатора; S_k — мощность короткого замыкания электрической сети.

В трансформаторах средней и большой мощности напряжение u_k обычно составляет 5...15%, поэтому установившийся ток к. з. в 6...20 раз больше номинального тока. Согласно ГОСТу силовые трансформаторы должны выдерживать без повреждения ток $I_{k.уст} = 25I_{\text{ном}}$.

В автотрансформаторах сопротивление короткого замыкания Z_k и напряжение u_k меньше, чем в двухобмоточных трансформаторах той же номинальной мощности, вследствие чего установившийся и ударный токи короткого замыкания в автотрансформаторах обычно больше. Некоторые автотрансформаторы не могут выдерживать без повреждений токи к. з., и их следует ограничивать до безопасных значений путем включения реакторов.

В трансформаторах и автотрансформаторах малой мощности отношение $I_{k.уст}/I_{\text{ном}}$ значительно меньше, чем в мощных трансформаторах.

При коротких замыканиях обмотки трансформаторов сильно нагреваются и на них действуют значительные электромагнитные силы. В трансформаторах при аварийных процессах короткого замыкания температура обмоток ϑ_k не должна превышать значений, указанных в табл. 2.2.

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы длительность короткого замыкания, т. е. время срабатывания защиты, было меньше времени t_k , требуемого для достижения опасного нагрева.

При установлении времени t_k принимают, что из-за кратковременности работы трансформатора в режиме короткого замыкания процесс нагревания его обмоток происходит адиабатически, т. е. что выделяемая в них теплота не передается окружающей среде. Кроме того, пренебрегают свободной составляющей тока (она практически затухает через 0,03...0,6 с) и оценивают интенсивность нарастания температуры по установившемуся току короткого замыкания. При этих условиях время, в течение которого медная обмотка достигает температуры 250° С,

$$t_k \approx 2,5 (u_k / \Delta_k)^2, \quad (2.88)$$

а алюминиевая обмотка достигает температуры 200° С:

$$t_k \approx 0,56 (u_k / \Delta_k)^2, \quad (2.89)$$

где Δ_k — плотность тока при коротком замыкании и токе, подсчитанном по формуле (2.87).

Для масляных трансформаторов с медными и алюминиевыми обмотками длительность короткого замыкания не должна превышать 5 с. Обычно при внешних коротких замыканиях современная быстродействующая защита отключает трансформатор от сети значительно раньше, чем температура его обмоток достигает предельных значений. Однако при внутренних коротких замыканиях в трансформаторе ток в замкнутых накоротко витках возрастает в еще большей степени, чем при коротком замыкании всей обмотки.

Таблица 2.2

Тип трансформатора	Максимально допустимая температура при обмотках, °С	
	медных	алюминиевых
Масляные трансформаторы с изоляцией класса нагревостойкости А	250	200
Сухие трансформаторы с изоляцией класса нагревостойкости А	180	180
То же, с изоляцией класса нагревостойкости Е ...	250	200
То же, с изоляцией классов нагревостойкости В, F, H	350	200

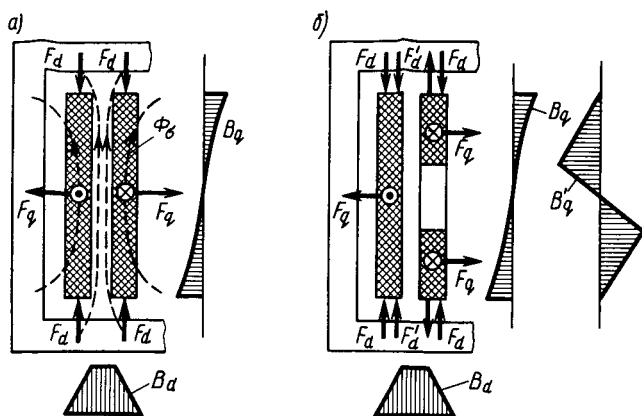


Рис. 2.46. Электромагнитные силы, действующие на обмотки трансформатора при коротком замыкании

Это объясняется тем, что при уменьшении числа замкнутых витков ЭДС, действующая в короткозамкнутом контуре, снижается пропорционально числу витков в первой степени, а сопротивление контура (оно определяется индуктивностью замкнутых витков)—пропорционально квадрату числа витков. Поэтому при внутренних коротких замыканиях проводники замкнутых витков частично расплавляются, и в трансформаторе могут возникнуть значительные повреждения.

Электромагнитные силы создаются в трансформаторах в результате взаимодействия тока в обмотке с магнитным полем рассеяния. Реально возникающее поле рассеяния (рис. 2.46, а) можно представить в виде суммы двух полей: продольного с индукцией B_d , магнитные линии которого направлены параллельно оси обмотки, и поперечного с индукцией B_q , линии которого расходятся радиально. Наличие поперечного поля обусловлено краевым эффектом, возникающим вследствие конечных значений высоты и ширины обмотки: чем выше обмотка, тем меньше поперечное поле. При взаимодействии этих полей с током обмотки возникают электромагнитные силы: радиальные F_q , стремящиеся сжать внутреннюю обмотку и растянуть внешнюю, и аксиальные F_d , стремящиеся сжать обмотку в продольном направлении.

При отключении в одной из обмоток части витков для регулирования напряжения характер распределения магнитного поля рассеяния изменяется и возникает дополнительное поперечное поле с индукцией B'_q (рис. 2.46, б). В результате появляются дополнительные аксиальные силы F'_d , стремящиеся увеличить имеющуюся несимметрию в расположении витков обмоток. При симметричном расположении отклю-

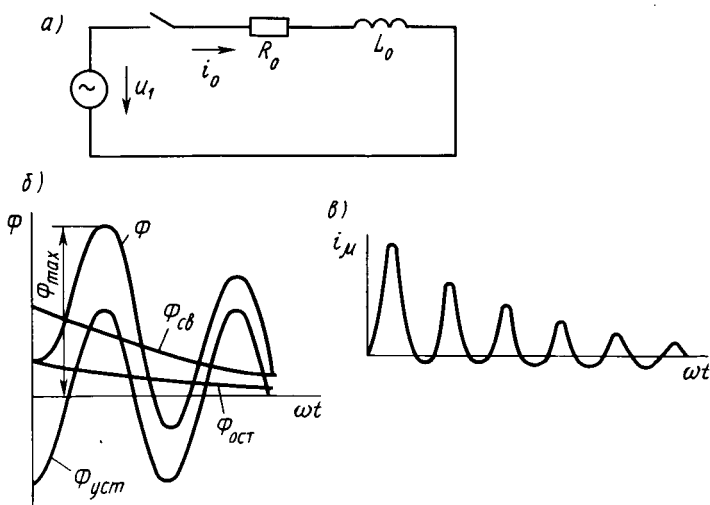


Рис. 2.47. Схема замещения (а) и кривые изменения потока (б) и намагничивающего тока (в) при включении ненагруженного трансформатора в сеть

чаемых витков по высоте силы F'_d имеют наименьшее значение. При отключении части витков, расположенных у верхнего или нижнего края обмотки, они сильно возрастают, вследствие чего возникают силы, которые могут разрушить ярмовую изоляцию трансформатора и обмотки.

В трансформаторах большой мощности механические усилия, действующие на обмотки, при коротких замыканиях весьма велики и поэтому требуется принимать специальные меры, обеспечивающие механическую прочность обмоток. Поскольку электромагнитные силы пропорциональны квадрату тока, для маломощных трансформаторов опасность механического повреждения обмоток незначительна. Для этих трансформаторов более опасно чрезмерное нагревание обмоток.

Включение ненагруженного трансформатора в сеть. Рассмотрим включение однофазного трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке. Исходя из схемы замещения трансформатора при холостом ходе (рис. 2.47, а), можно составить уравнение

$$L_0 di_0/dt + R_0 i_0 = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0). \quad (2.90)$$

Это уравнение по структуре подобно уравнению (2.81) и отличается от него только коэффициентами L_0 и R_0 (вместо L_k и R_k). Однако использовать его нельзя, так как L_0 определяется потоком, замыкающимся по стали, и, следовательно, является переменной величиной.

В уравнении (2.90) вместо переменной i_0 целесообразно ввести переменную Φ , которую можно определить из уравнения $L_0 i_0 = w_1 \Phi$. При этом получим

$$w_1 d\Phi/dt + w_1 (R_0/L_0) \Phi = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha_0). \quad (2.91)$$

Приближенное решение уравнения (2.91) можно получить, полагая $L_0 \approx \text{const}$; погрешность в данном случае небольшая, так как $R_0 \ll \omega L_0$. По аналогии с уравнением (2.81), имеющим ту же структуру, имеем

$$\Phi = \Phi_{\text{уст}} + \Phi_{\text{св}} = \Phi_m \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_0) + C \cdot e^{-(R_0/L_0)t}. \quad (2.92)$$

Так как $\omega L_0 \gg R_0$, то $\varphi_0 \approx \pi/2$ и, следовательно,

$$\Phi = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + \bar{C} e^{(R_0/L_0)t}. \quad (2.93)$$

Постоянную интегрирования найдем из начальных условий: при $t=0$ поток $\Phi = \pm \Phi_{\text{ост}}$, где $\Phi_{\text{ост}}$ — остаточный магнитный поток, достигающий иногда в трансформаторе значения $0,5\Phi_m$. При этом постоянная интегрирования $C = \Phi_m \cos \alpha_0 \pm \Phi_{\text{ост}}$, а выражение (2.93) принимает вид

$$\Phi = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha_0) + (\Phi_m \cos \alpha_0 \pm \Phi_{\text{ост}}) \times e^{-(R_0/L_0)t}. \quad (2.94)$$

Наиболее благоприятные условия включения при $\alpha_0 = \pi/2$ и $\Phi_{\text{ост}} = 0$. В этом случае

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t, \quad (2.95)$$

т. е. с первого же момента в трансформаторе устанавливается номинальный магнитный поток.

Наиболее неблагоприятно включение трансформатора при $\alpha_0 = 0$ и противоположном по знаку потоке $\Phi_{\text{ост}}$. Тогда

$$\Phi = -\Phi_m \cos \omega t + (\Phi_m + \Phi_{\text{ост}}) e^{-(R_0/L_0)t}. \quad (2.96)$$

В этом случае через полпериода после включения поток достигает максимума (рис. 2.47, б):

$$\Phi_{\text{max}} \approx 2\Phi_m + \Phi_{\text{ост}} \approx (2...2,5)\Phi_m. \quad (2.97)$$

Двукратной амплитуде потока соответствует намагничивающий ток $I_{\mu\text{max}}$, в десятки и сотни раз (рис. 2.47, в) превышающий амплитуду установившегося тока холостого хода, что объясняется насыщением стали. Это следует учитывать при регулировании защитных устройств, чтобы не получалось ложных срабатываний защиты при включении трансформатора.

МИКРОТРАНСФОРМАТОРЫ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ
ТРАНСФОРМАТОРЫ

§ 3.1. УСТРОЙСТВО МИКРОТРАНСФОРМАТОРОВ

Основными конструктивными элементами микротрансформаторов являются магнитопровод и обмотки.

Магнитопровод. Трансформаторы малой мощности и микротрансформаторы (рис. 3.1) часто выполняют *броневыми*, так как они имеют более низкую стоимость по сравнению со стержневыми трансформаторами из-за меньшего числа катушек и упрощения сборки и изготовления. Применяют также маломощные трансформаторы *стержневого типа* с одной или двумя катушками. Преимущество *тороидальных трансформаторов* — отсутствие в магнитной

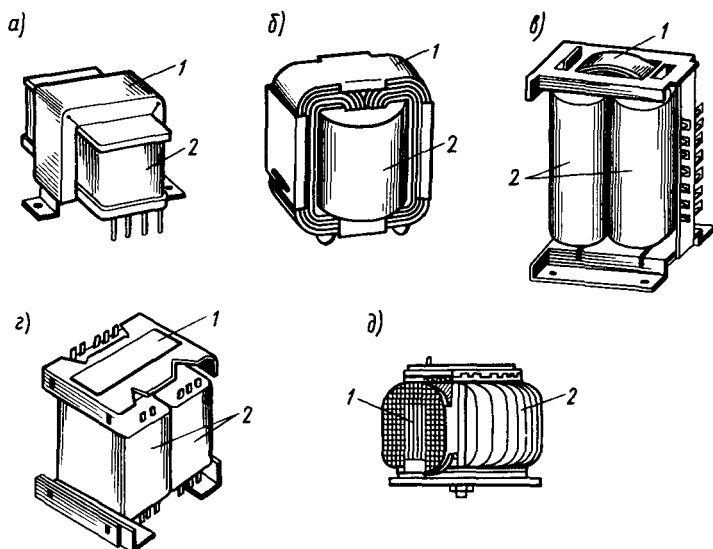


Рис. 3.1. Устройство броневых (а, б), стержневых (в, г), тороидального (д) микротрансформаторов:
1 — магнитопровод; 2 — катушка

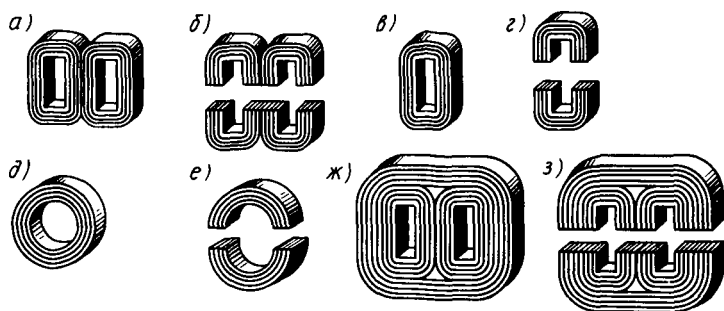


Рис. 3.2. Устройство ленточных магнитопроводов трансформаторов малой мощности:

броневый ШЛ-образного (а, б), стержневого ПЛ-образного (в, з), тороидального ОЛ-образного (д, е), трехфазного ТЛ-образного (ж, з)

системе воздушных зазоров, что значительно уменьшает магнитное сопротивление магнитопровода, т. е. снижает ток холостого хода. Кроме того, трансформаторы с тороидальными сердечниками имеют малые потоки рассеяния, что особенно важно в высокочастотных и импульсных трансформаторах.

В современных трансформаторах малой мощности, работающих при частоте 50 и 400 Гц, применяют *магнитопроводы, навитые из ленты* холоднокатаной текстурованной электротехнической стали (рис. 3.2). Основное их преимущество перед применявшимися ранее штампованными магнитопроводами, собранными из штампованных пластин, — лучшее использование текстурованной стали благодаря тому, что магнитный поток по всему магнитопроводу проходит в направлении прокатки стали. Это резко снижает потери в стали на гистерезис (в 3...4 раза), уровень шума, создаваемого трансформатором, уменьшает в несколько раз намагничивающий ток.

Ленточные магнитопроводы бывают разъемными и неразъемными.

Разъемные ленточные магнитопроводы выполняют из двух половин. Чтобы уменьшить магнитное сопротивление магнитопровода в местах стыка, торцовые поверхности обеих половин шлифуют, вкладывают в катушку и склеивают по шлифованным поверхностям специальным клеем, изготовленным на основе эпоксидного компаунда с ферромагнитным наполнителем. Монолитность конструкции ленточного магнитопровода обеспечивается применением лаков и эмалей.

Для улучшения охлаждения, повышения механической прочности и уменьшения магнитного сопротивления иногда применяют специальные конструкции ленточных магнитопроводов (рис. 3.3): со скошенным фигурным стыком,

ступенчатым сечением, желобчатые из гофрированной ленты и др.

Для трансформаторов, работающих при повышенных частотах—150, 400, 500 Гц и более с целью уменьшения потерь на вихревые токи применяют магнитопроводы из ленты уменьшенной толщины, как показано ниже.

Частота, Гц	50	150	400	1000	5000
Толщина ленты, мм.....	0,3...0,35	0,2	0,1...0,15	0,08	0,05
Максимальная индукция, Тл	1,4...1,6	1,2...1,4	1,0...1,2	0,3...0,5	0,2...0,3

При уменьшении толщины ленты одновременно с уменьшением потерь на вихревые токи растут потери на гистерезис и снижается коэффициент заполнения объема магнитопровода сталью. Поэтому не следует применять без необходимости слишком тонкую стальную ленту.

При увеличении частоты приходится снижать максимальную индукцию, чтобы избежать чрезмерного нагрева магнитопровода. Уже при частоте 1000 Гц индукция не должна превышать значения 0,3...0,5 Тл и в этом случае выгодно применять магнитопроводы, спрессованные из ферритов, которые допускают индукцию 0,3...0,4 Тл и практически не имеют потерь на вихревые токи. Недостатки ферритов—их хрупкость и низкая температура точки Кюри, при которой теряются ферромагнитные свойства,—(150...250)° С.

В измерительных и некоторых специальных трансформаторах для изготовления магнитопроводов применяют железоникелевые сплавы типа пермаллой, имеющие большие начальную и максимальную магнитные проницаемости. В силовых трансформаторах сплавы типа пермаллой не применяют, так как они допускают меньшую максимальную индукцию, чем электротехническая сталь, и очень чувствительны к механическим воздействиям (для восстановления магнитных свойств после удара требуется повторный отжиг).

В последнее время разработаны специальные стали, из которых изготавливают ленты толщиной 0,03...0,02 мм для трансформаторов с частотой до 20 кГц. Отметим аморфную

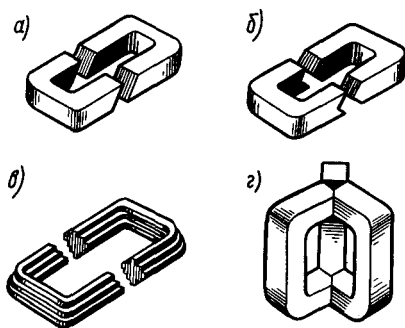


Рис. 3.3. Устройство разъемных ленточных магнитопроводов трансформаторов малой мощности с улучшенными характеристиками:

со скошенным стыком (а), с фигурным стыком (б), со ступенчатым сечением (в), трехфазный с фигурным стыком (г)

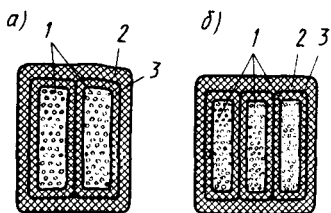


Рис. 3.4. Расщепленные провода:

1 — проводники; 2 — изоляция провода; 3 — изоляция проводников

сталь, у которой благодаря очень быстрому охлаждению расплава не формируется кристаллическая структура. Она имеет чрезвычайно малые магнитные потери (примерно как у ферритов) и допускает максимальную индукцию до 1,2 Тл. Для изготовления малошумящих трансформаторов (с уровнем шума менее 40 дБ) широко применяют сталь со специальным стекловидным покрытием.

Обмотки. В трансформаторах малой мощности, как правило, используют *многослойные обмотки из круглого провода с эмаливой и эмаливо-волокнуистой изоляцией*. Обмотка наматывается на гильзу или каркас из электрокартона. Между слоями прокладывается изоляция из кабельной бумаги или другого прокладочного материала. После изготовления катушки пропитываются лаком, который полимеризуется в сушильных печах.

В высокочастотных трансформаторах для уменьшения дополнительных потерь от вытеснения тока применяют *расщепленные многожильные провода* (рис. 3.4), состоящие из нескольких покрытых эмалью проводников, охватываемых общей изоляцией из одного или двух слоев натурального шелка (ЛЭШО и ЛЭШД) или лавсановой пряжи (ЛЭЛО и ЛЭЛД).

Иногда для высокочастотных трансформаторов выполняют *обмотки из алюминиевой фольги* толщиной 20...30 мкм или тонких алюминиевых шин. Изоляцией здесь служит пленка из окиси алюминия, обладающая достаточной теплоемкостью, теплопроводностью и выдерживающая рабочее напряжение до 100 В. Для трансформаторов, работающих в условиях высокой температуры и радиоактивного облучения, используют провода из анодированного алюминия и с изоляцией из кварцевых нитей.

В последнее время широко применяются *галетные обмотки*, состоящие из отдельных унифицированных элементов — галет, представляющих собой законченный конструктивный элемент. Галеты собирают на стержне магнитопровода и соединяют между собой в соответствии с электрической схемой трансформатора. Путем последовательного и параллельного соединения унифицированных галет можно получать различные значения токов и напряжений трансформатора. Галеты можно выполнять из обмоточного провода или из алюминиевой фольги.

В трансформаторах малой мощности и микротрансформаторах *концентрические обмотки* располагают одну

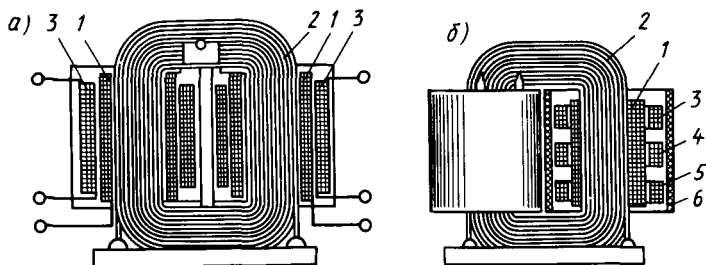


Рис. 3.5. Устройство трансформаторов с concentрическими обмотками:

1 — первичная обмотка; 2 — магнитопровод; 3, 4 и 5 — вторичные обмотки; 6 — изоляционная гильза

внутри другой (рис. 3.5, а). При наличии нескольких вторичных обмоток их размещают также concentрически или одну над другой по высоте стержня (рис. 3.5, б). *Чередующиеся обмотки* (рис. 3.6, а) разбивают на части и располагают в виде отдельных секций вдоль стержня, а *разделенные обмотки* (рис. 3.6, б) — без чередования. Разделенные обмотки широко применяют в высоковольтных трансформаторах малой мощности. В галетных трансформаторах галеты можно располагать одну за другой вдоль стержня (рис. 3.7, а) или устанавливать concentрично на первичную обмотку (рис. 3.7, б).

Тороидальные обмотки бывают круговые и секционированные. При *круговой обмотке* провод укладывают равномерно по внутренней поверхности тороида (рис. 3.8, а). При *секционированной обмотке* окружность тороида разбита на отдельные секторы (секции), заполняемые определенным количеством витков (рис. 3.8, б).

Охлаждение. Трансформаторы малой мощности выполняют, как правило, с *естественным воздушным охлаждением*. В некоторых случаях их помещают в корпус, залитый *термореактивными компаундами*, выполненными на основе эпоксидных смол. Такие компаунды обладают высокими электроизоляционными и влагозащитными свойствами. После затвердения они не расплавляются при повышенных температурах и обеспечивают надежную защиту

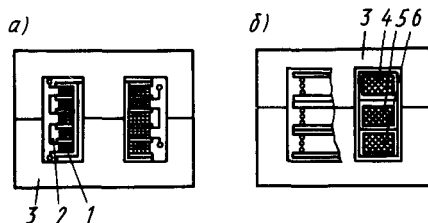


Рис. 3.6. Устройство трансформаторов с чередующимися (а) и разделенными (б) обмотками:

1 — секция первичной обмотки; 2 — секции вторичной обмотки; 3 — магнитопровод; 4 — первичная обмотка; 5, 6 — вторичные обмотки

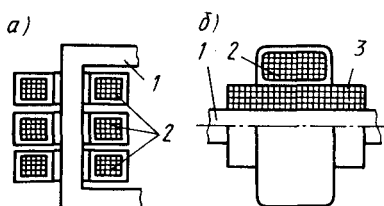


Рис. 3.7. Устройство трансформаторов с галетными обмотками: 1 — магнитопровод; 2 — галеты; 3 — первичная обмотка

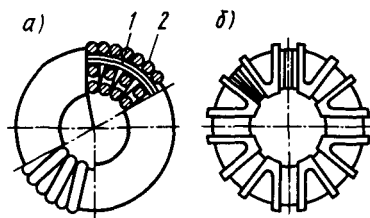


Рис. 3.8. Устройство тороидальных трансформаторов: 1 — магнитопровод; 2 — обмотка

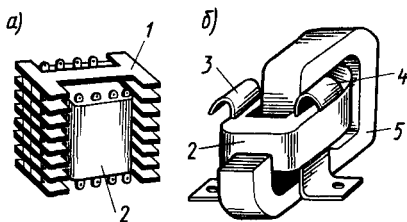


Рис. 3.9. Устройство микротрансформаторов с радиатором (а) и с тепловыми шунтами (б): 1 — радиатор; 2 — катушка; 3, 4 — тепловые шунты; 5 — магнитопровод

трансформатора от механических и атмосферных воздействий. Герметизация трансформаторов термореактивными компаундами значительно повышает их стойкость к воздействию различных агрессивных сред.

Для более интенсивного охлаждения трансформаторов малой мощности применяют *теплоотводящие радиаторы и тепловые шунты*

(рис. 3.9). Радиатор укрепляют на магнитопроводе с помощью склеивающей теплопроводящей пасты. Тепловые шунты выполняют в виде медных лент, находящихся в надежном тепловом контакте с поверхностью магнитопровода или катушки. Через тепловые шунты теплота от магнитопровода или внутренней части катушки отводится в окружающую среду.

§ 3.2. СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Для силовых трансформаторов малой мощности характерны особенности, относящиеся к режиму холостого хода, схеме замещения, внешним характеристикам и коэффициенту полезного действия.

Режим холостого хода. Трансформаторы средней и большой мощности проектируют так, чтобы потребляемая ими из сети реактивная мощность была невелика. При этом ток холостого хода должен быть сравнительно небольшим (обычно не превышать нескольких процентов от номинального тока). В трансформаторах малой мощности при проектировании очень важно получение минимально возможной массы и объема трансформатора, это приводит

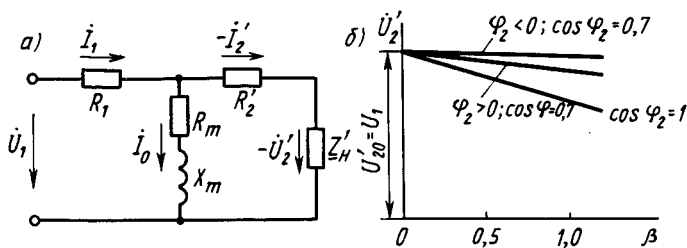


Рис. 3.10. Схема замещения (а) и внешние характеристики (б) трансформаторов малой мощности

к существенному увеличению тока холостого хода. Его значение при частоте 50 Гц достигает 30...20% номинального тока. Увеличению отношения $I_0/I_{\text{ном}}$ способствует также возрастающее влияние магнитного сопротивления в стыках магнитопровода при относительном уменьшении пути магнитного потока по его ферромагнитным элементам.

Зависимость отношения $I_0/I_{\text{ном}}$ от номинальной мощности можно представить в виде $I_0/I_{\text{ном}} \approx I_\mu/I_{\text{ном}} \approx Q_\mu/S_{\text{ном}} \approx q_\mu M_{\text{ст}}/S_{\text{ном}}$, где $Q_\mu = q_\mu M_{\text{ст}}$ — намагничивающая мощность, q_μ — удельная намагничивающая мощность (на 1 кг массы стали магнитопровода), зависящая от индукции в стержнях, ярмах и стыках; $M_{\text{ст}}$ — масса стали магнитопровода.

Номинальная мощность трансформатора $S_{\text{ном}}$ приблизительно пропорциональна четвертой степени линейных размеров трансформатора, в то время как масса стали сердечника $M_{\text{ст}}$ — третьей степени этих размеров. Поэтому в геометрически подобных трансформаторах, имеющих одинаковые электромагнитные нагрузки (т. е. при $q_\mu = \text{const}$), при уменьшении номинальной мощности отношение $I_0/I_{\text{ном}}$ увеличивается. Применение повышенной частоты способствует значительному уменьшению намагничивающего тока и приближает условия работы трансформаторов малой мощности при холостом ходе к условиям работы силовых трансформаторов средней мощности.

Схема замещения и внешние характеристики. В трансформаторах малой мощности, работающих при частоте 50 Гц, потоки рассеяния относительно малы, и индуктивными сопротивлениями обмоток X_1 и X_2' в некоторых случаях можно пренебречь. При этом схема замещения (рис. 3.10, а) содержит только активные сопротивления обмоток R_1 и R_2' . Поэтому $u_k = u_{k,a}$ и $\underline{Z}_k = R_k$.

Зависимость напряжения $u_{k,a}$ от номинальной мощности имеет вид $u_{k,a} = I_{\text{ном}} R_k / U_{1\text{ном}} = I_{\text{ном}}^2 R_k / (U_{1\text{ном}} I_{\text{ном}}) = \Delta P_{\text{эл}} / S_{\text{ном}}$.

При уменьшении геометрических размеров поверхность охлаждения трансформатора уменьшается медленнее, чем

объем и пропорциональное объему количество выделяющейся теплоты. Поэтому для сохранения неизменным теплового состояния при уменьшении мощности увеличивают расчетные значения плотности тока в обмотках и индукции в магнитопроводе. Это обеспечивает также уменьшение массы и объема трансформатора. Увеличение плотности тока в обмотках приводит к возрастанию их активного сопротивления R_k и отношения $\Delta P_{эл}/S_{ном}$ по сравнению с трансформаторами средней и большой мощности. По этой причине падение напряжения $u_{к.а}$ в трансформаторах малой мощности значительно больше, чем в мощных трансформаторах. Соответственно меньше и отношение $I_k/I_{ном}$.

При увеличении частоты f номинальная мощность $S_{ном}$, которую может дать трансформатор заданных габаритных размеров, возрастает и отношение $\Delta P_{эл}/S_{ном}$ уменьшается, вследствие чего уменьшается и $u_{к.а}$. Поэтому увеличение частоты приближает условия работы трансформаторов малой мощности (соотношение между $u_{к.а}$ и $u_{к.р}$) к условиям работы мощных трансформаторов.

В трансформаторах малой мощности $u_{к.а} \gg u_{к.р}$, а следовательно, и активная нагрузка вызывает большее изменение напряжения, чем реактивная. При активно-индуктивной нагрузке чем меньше $\cos \varphi_2$, тем выше располагаются внешние характеристики. При активно-емкостной нагрузке они располагаются выше, чем при активной (рис. 3.10, б) и активно-индуктивной.

Коэффициент полезного действия. В трансформаторах малой мощности в связи с относительным увеличением потерь КПД существенно меньше, чем в трансформаторах большой мощности. Для трансформаторов, мощность которых менее 50 Вт, КПД составляет 0,6...0,8, при мощности 100...500 Вт КПД равен 0,90...0,96.

Многообмоточные трансформаторы. Силовые трансформаторы малой мощности (для телевизоров, радиоприемников и т. п.) выполняют, как правило, многообмоточными: они имеют одну первичную обмотку и несколько вторичных, от которых питаются различные электрические цепи, не связанные между собой. Типичная схема силового трансформатора радиоприемника приведена на рис. 3.11, а. Первичная обмотка разбита на две части и имеет несколько выводов для включения трансформатора на различные напряжения сети (выводы А и Х1 — для напряжения 127 В, А и Х2 — для напряжения 220 В). Ко вторичным обмоткам подключаются различные потребители с сопротивлениями $Z_{н1}, Z_{н2}, \dots, Z_{нп}$.

Схема замещения многообмоточного трансформатора отличается от двухобмоточного тем, что она имеет несколько лучей во вторичной цепи (рис. 3.11, б) в соответствии с числом вторичных обмоток. В маломощных

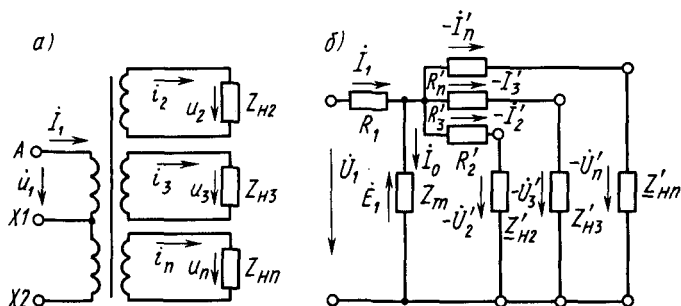


Рис. 3.11. Электрическая схема (а) и схема замещения (б) многообмоточного трансформатора.

низковольтных трансформаторах ($U_{1\text{ном}} \leq 220 \text{ В}$; $S_{\text{ном}} \leq 500 \text{ В} \cdot \text{А}$) изоляция между обмотками имеет малую толщину, вследствие чего потоки рассеяния трансформаторов относительно малы. Поэтому в схеме замещения индуктивными сопротивлениями можно пренебречь и учитывать только активные сопротивления обмоток.

Активные сопротивления обмоток в таких трансформаторах измеряют обычными методами (при постоянном токе), а затем приводят к числу витков первичной обмотки, умножая на квадрат соответствующего коэффициента трансформации. Проведение опытов короткого замыкания между парами обмоток для многообмоточного трансформатора нецелесообразно из-за большого различия в мощностях первичной и вторичной обмоток, а следовательно, невозможности установить номинальные значения тока одновременно для первичной и вторичной обмоток.

§ 3.3. ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

При использовании трансформаторов в выпрямителях в цепи их вторичных обмоток включают электрические вентили, пропускающие ток только в одном направлении. Характерная особенность этих трансформаторов — *неодновременная нагрузка отдельных фаз, связанная с поочередным отпиранием вентилей, включенных в соответствующие фазы*. Это обстоятельство вызывает неблагоприятные последствия, основные из которых — *наличие в кривых первичного I_1 и вторичного I_2 токов значительных высших гармонических и дополнительное подмагничивание сердечника при некоторых схемах выпрямления*.

Особенности работы. В рассматриваемых трансформаторах различают сетевую обмотку, подключаемую к питающей сети, и вентильную обмотку, к которой подключают вентили преобразователя.

Возникновение высших гармонических в кривых токов I_1 и I_2 происходит по следующим причинам:

1) вентили, включенные в цепи отдельных фаз вторичной обмотки, пропускают ток только в течение части периода;

2) на стороне постоянного тока преобразователя обычно включают сглаживающий дроссель значительной индуктивности, при котором токи в обмотках трансформатора имеют форму, близкую к прямоугольной.

В общем случае токи I_1 и I_2 имеют разные действующие значения, вследствие чего расчетные мощности первичной $S_{1\text{ном}}$ и вторичной $S_{2\text{ном}}$ обмоток неодинаковы. Поэтому вводится понятие типовой мощности трансформатора вентильного преобразователя

$$S_T = 0,5(S_{1\text{ном}} + S_{2\text{ном}}) \quad (3.1)$$

и коэффициент типовой мощности

$$k_T = S_T / P_{d\text{ном}}, \quad (3.2)$$

где $P_{d\text{ном}} = U_{d\text{ном}} I_{d\text{ном}}$ — мощность, потребляемая на стороне постоянного тока преобразователя (выходная мощность); $I_{d\text{ном}}$ и $U_{d\text{ном}}$ — номинальные значения тока и напряжения на стороне постоянного тока.

Типовая мощность вентильного трансформатора S_T больше его выходной мощности $P_{d\text{ном}}$ при номинальной нагрузке. Поэтому габаритные размеры и масса таких трансформаторов всегда больше, чем у трансформаторов той же номинальной мощности $S_{\text{ном}} = m U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}}$, но работающих при синусоидальном токе. Физически это объясняется тем, что нагрев обмоток трансформатора определяют действующие значения токов I_1 и I_2 , которые в данном случае содержат ряд высших гармонических. При работе трансформатора в цепи синусоидального тока высших гармонических нет, нагрев трансформатора при той же выходной мощности меньше, а поэтому его можно выполнить с меньшими габаритными размерами и массой.

Каждой схеме включения вентилей и характеру нагрузки (активная, активно-индуктивная), определяющему форму выпрямленного тока, соответствует определенное значение типовой мощности S_T . Для примера определим значение S_T для однофазной схемы выпрямления с нулевым выводом трансформатора (рис. 3.12, а, в) при идеализированных условиях работы преобразователя (полностью сглаженным выпрямленным токе I_d , мгновенном переходе тока с одного вентиля на другой, отсутствии индуктивностей X_1 и X_2

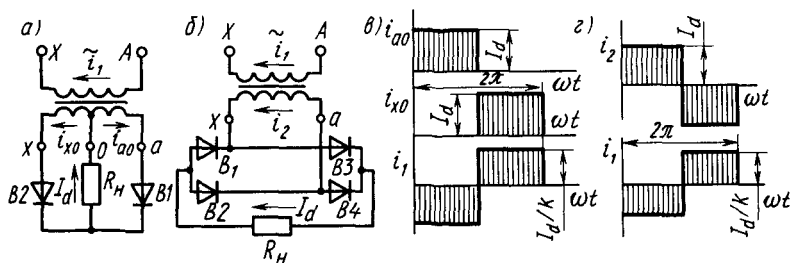


Рис. 3.12. Однофазная нулевая (а) и мостовая (б) схемы выпрямления и графики изменения токов в сетевой и вентильной обмотках трансформатора при этих схемах (в, г)

трансформатора и потерь энергии в нем). Полные мощности вторичной и первичной обмоток:

$$S_{1\text{ном}} = U_{1\text{ном}} I_{1\text{ном}} = [\pi/(2\sqrt{2})] k U_{d\text{ном}} I_{d\text{ном}}/k = 1,11 P_{d\text{ном}};$$

$$S_{2\text{ном}} = 2 U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}} = [2\pi/(2\sqrt{2})] U_{d\text{ном}} I_{d\text{ном}}/\sqrt{2} = 1,57 P_{d\text{ном}},$$

где $U_{1\text{ном}} = U_{2\text{ном}} k$, $U_{2\text{ном}} = \pi/2\sqrt{2} U_{d\text{ном}}$, $I_{1\text{ном}} = I_{d\text{ном}}/k$, $I_{2\text{ном}} = I_{d\text{ном}}/\sqrt{2}$ — действующие значения напряжений и токов; k — коэффициент трансформации.

Таким образом, типовая мощность трансформатора

$$S_T = 0,5(S_{1\text{ном}} + S_{2\text{ном}}) = 0,5(1,11 + 1,57) P_{d\text{ном}} = 1,34 P_{d\text{ном}}, \quad (3.3)$$

коэффициент типовой мощности $k_T = 1,34$.

При однофазной мостовой схеме выпрямления (рис. 3.12, б, г) имеем:

$$S_{1\text{ном}} = U_{1\text{ном}} I_{1\text{ном}} = [\pi(2\sqrt{2})] k U_{d\text{ном}} I_{d\text{ном}}/k = 1,11 P_{d\text{ном}};$$

$$S_{2\text{ном}} = U_{2\text{ном}} I_{2\text{ном}} = [\pi/(2\sqrt{2})] U_{d\text{ном}} I_{d\text{ном}} = 1,11 P_{d\text{ном}}.$$

В результате типовая мощность трансформатора $S_T = 1,11 P_{d\text{ном}}$, коэффициент типовой мощности $k_T = 1,11$. Следовательно, при мостовой схеме выпрямления трансформатор используется лучше, чем при схеме с нулевым выводом.

Аналогично можно определить коэффициенты типовой мощности трансформаторов для других схем выпрямления.

При работе преобразователя на чисто активную нагрузку токи вентильной и сетевой обмоток имеют кусочно-синусоидальную форму (т. е. представляют собой части синусоиды), вследствие чего при одинаковом значении тока I_d их действующие значения больше, чем при идеально сглаженном выпрямленном токе. В результате типовая мощность трансформатора также больше.

При использовании в преобразователе управляемых вентилей типовая мощность трансформатора может возрасти,

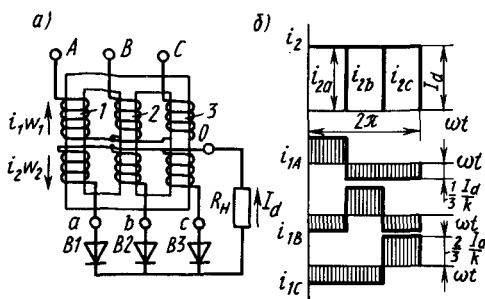


Рис. 3.13. Трехфазная нулевая схема выпрямления (а) и графики изменения токов в сетевой и вентильной обмотках (б)

некоторый запас по напряжению U_2). В этом случае коэффициент типовой мощности

$$k_T = k_{T,0} / \cos \alpha_{\text{ном}}, \quad (3.4)$$

где $k_{T,0}$ — значение коэффициента типовой мощности для соответствующей схемы включения вентилей при отсутствии регулирования.

Подмагничивание сердечника трансформатора. При нулевых схемах выпрямления (одно-, трех- и шестифазной) нарушается равновесие МДС в фазах сетевой и вентильной обмоток, расположенных на общем стержне трансформатора, вследствие чего происходит дополнительное подмагничивание его магнитной системы. Эти схемы называют *однотактными*, так как при работе преобразователя ток по каждой фазе вентильной обмотки проходит только в одном направлении. Дополнительное подмагничивание магнитопровода трансформатора возникает также при использовании однополупериодной схемы выпрямления.

Рассмотрим подробнее это явление на примере трехфазной нулевой схемы (рис. 3.13, а), работающей при указанных идеализированных условиях. В этом случае через три фазы вентильной обмотки трансформатора в течение каждой трети периода поочередно проходят токи i_{2a} , i_{2b} и i_{2c} прямоугольной формы (рис. 3.13, б), мгновенное значение которых равно I_d . По первичной обмотке трансформатора также проходят токи i_{1A} , i_{1B} и i_{1C} прямоугольной формы. Однако распределение этих токов по отдельным фазам неравномерно. Поэтому в каждом стержне трансформатора в любой момент действует нескомпенсированная магнитодвижущая сила, равная $i_1 w_1 - i_2 w_2 = -(1/3) I_d w_2$. Эта МДС создает дополнительный магнитный поток Φ_d , накладывающийся на основной поток Φ .

Дополнительный поток Φ_d , создаваемый разностью мгновенных значений МДС сетевой и вентильной обмоток,

если номинальное выпрямленное напряжение $U_{d\text{ном}}$ соответствует некоторому заданному значению угла регулирования вентилей $\alpha_{\text{ном}}$, отличному от нуля. Это может быть, например, в случае, если необходимо обеспечить стабильное значение $U_d = U_{d\text{ном}}$ при уменьшении напряжения U_1 в питающей сети (когда требуется иметь

называют *поток вынужденного намагничивания*. Он проходит через каждый стержень трансформатора и замыкается через воздух и кожух так же, как и третьи гармонические основного потока (см. рис. 2.30). Для того чтобы поток Φ_d не вызвал недопустимого насыщения магнитной системы, увеличивают общее сечение стержней, что приводит к увеличению массы, габаритных размеров и стоимости трансформатора. Поэтому *трехфазные нулевые схемы выпрямления применяют лишь в выпрямителях сравнительно небольшой мощности*. Обычно в выпрямителях средней и большой мощности используют только такие схемы включения вентиля, которые обеспечивают нормальное намагничивание сердечника трансформатора и равновесие МДС на каждом стержне. К их числу относятся мостовые одно- и трехфазная, так как при использовании их ток в каждой фазе вентильной обмотки дважды за период изменяет свое направление. При нулевых схемах выпрямления для устранения явления вынужденного подмагничивания вентильную обмотку соединяют по схеме Z_n . В этом случае в соединенных в Z_n двух частях вентильной обмотки появляются постоянные составляющие МДС, но они в любой момент времени направлены встречно и взаимно компенсируются. Для обеспечения более полной компенсации в выпрямителях значительной мощности применяют также симметричное расположение обмоток на стержнях и их транспозицию, в частности, при однофазной нулевой схеме выпрямления.

§ 3.4. ТРАНСФОРМАТОРЫ, РАБОТАЮЩИЕ В СХЕМАХ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

В настоящее время широко применяют полупроводниковые преобразователи постоянного тока в переменный и постоянного тока в постоянный, в которых одним из основных элементов является трансформатор. Типичная схема такого вида — инвертор на транзисторах, питаемый от аккумуляторной батареи (рис. 3.14, а), нагрузка к инвертору присоединена через трансформатор. Подобные схемы часто применяют для питания бортовой аппаратуры автоматики. В преобразователях постоянного тока в переменный выходная частота обычно составляет 400, 500 или 1000 Гц. В преобразователях постоянного тока в постоянный, у которых к выходу вторичной обмотки трансформатора подключен выпрямитель, для снижения массы трансформатора применяют более высокую частоту (20...50 кГц).

Трансформаторы, применяемые в схемах полупроводниковых преобразователей, имеют две главные отличительные особенности: они работают при высокой частоте и при несинусоидальных напряжениях и токах.

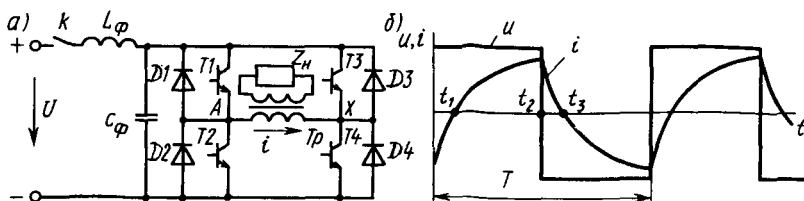


Рис. 3.14. Мостовая схема преобразователя (а) и диаграмма напряжений и токов в трансформаторе (б)

Трансформаторы в схемах с симметричным перемagnичиванием. В мостовом преобразователе (рис. 3.14, а) в некоторый момент времени открываются одновременно два транзистора (например, транзисторы $T1$ и $T4$) и к первичной обмотке трансформатора Tp подводится напряжение постоянного тока U источника питания («плюс» к зажиму A и «минус» — к X). Через полупериод транзисторы $T1$ и $T4$ закрываются, а транзисторы $T2$ и $T3$ открываются, вследствие чего изменяется полярность напряжения U на первичной обмотке трансформатора. Таким образом, в обмотках трансформатора будет действовать переменное напряжение прямоугольной формы в виде симметричных прямоугольных разнополярных импульсов (рис. 3.14, б). Если нагрузка трансформатора имеет индуктивность, то ток i отстает по фазе от ЭДС (рис. 3.14, б). В момент запираания транзисторов, ранее проводивших ток, в обмотках трансформатора возникает ЭДС самоиндукции. Чтобы ее ограничить и предотвратить пробой транзисторов, встречно-параллельно каждому из них включают обратные диоды $D1...D4$. Если, например, были открыты транзисторы $T1$ и $T2$ и ток i в первичной обмотке проходил от A к X , то после запираания этих транзисторов ток начинает проходить через диод $D3$, источник питания, диод $D2$ и обмотку трансформатора. При этом он постепенно уменьшается до нуля (отрезок времени $[t_2, t_3]$ на диаграмме рис. 3.14, б), а затем меняет знак и проходит по транзисторам $T3$ и $T2$.

Таким образом, наличие диодов $D1...D4$ ограничивает максимальное напряжение на транзисторах до уровня напряжения питания.

При холостом ходе, когда ток во вторичной обмотке отсутствует, для цепи первичной обмотки трансформатора можно написать уравнение

$$i_1 R_1 + w_1 d\Phi/dt = u_1 = U. \quad (3.5)$$

Пренебрегая небольшим падением напряжения $i_1 R_1$ в активном сопротивлении обмотки получим

$$\Phi \approx U/w_1 \int_0^t dt = \Phi_{\text{ост}} + Ut/w_1, \quad (3.6)$$

где $\Phi_{\text{ост}}$ — остаточный магнитный поток.

В момент времени $t=0,5 T$, т. е. в конце полупериода, поток будет максимальным:

$$\Phi_m = \Phi_{\text{ост}} + 0,5 UT/w_1. \quad (3.7)$$

В установившемся режиме в конце каждого полупериода значения потока будут одинаковыми по абсолютной величине, т. е. $|\Phi_m| = |\Phi_{\text{ост}}|$. Поскольку через полупериод напряжение на обмотке трансформатора меняет свой знак, поток $\Phi_{\text{ост}} = -\Phi_m$ и (3.7) принимает вид

$$\Phi_m = -\Phi_m + 0,5 UT/w_1. \quad (3.8)$$

Следовательно,

$$\Phi_m = 0,25 UT/w_1 = U/(4w_1 f). \quad (3.9)$$

При холостом ходе напряжение, подаваемое на первичную обмотку, практически равно ЭДС:

$$U_1 = E_1 = 4w_1 f \Phi_m, \quad (3.10)$$

а закон изменения магнитного потока по времени с учетом (3.6) и (3.10):

$$\Phi = -\Phi_m + 4w_1 f \Phi_m t/w_1 = \Phi_m(4ft - 1). \quad (3.11)$$

На рис. 3.15 изображен график изменения потока Φ во времени. Форма кривой тока холостого хода i_0 определяется по кривой намагничивания сердечника (рис. 3.16) (см. § 2.6). Амплитуда тока i_0 (рис. 3.15) совпадает во времени с амплитудой магнитного потока Φ , однако из-за насыщения сердечника кривая тока i_0 отличается от синусоидальной. При включении преобразователя под напряжение возникает переходный процесс, при котором в наиболее неблагоприятном случае — при $\Phi_{\text{ост}} \approx \Phi_m$ — амплитуда магнитного потока трансформатора в 2...2,5 раза превосходит Φ_m . Это приводит к увеличению амплитуды тока холостого хода в 5...10 раз (см. § 2.15). Поскольку транзисторы весьма чувствительны к перегрузкам, возможен их выход из строя.

Для уменьшения бросков тока при включении преобразователя его включают в следующем порядке: сначала подаются отпирающие и запирающие импульсы управления на базы

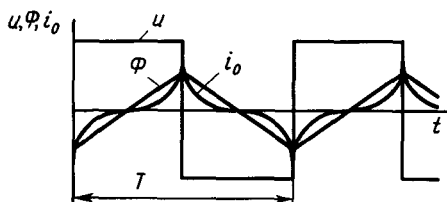


Рис. 3.15. Графики изменения напряжения на первичной обмотке трансформатора, тока холостого хода и магнитного потока

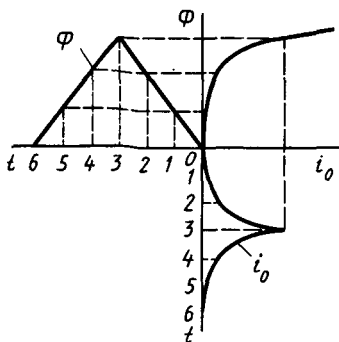


Рис. 3.16. Построение кривой тока холостого хода

транзисторов при отсутствии напряжения питания (см. рис. 3.14, а), а затем включается контактор K , подающий напряжение на преобразователь. Поскольку постоянная времени $L_{\phi}C_{\phi}$ фильтра в несколько раз больше периода работы преобразователя, напряжение на конденсаторе C_{ϕ} изменяется сравнительно медленно и, следовательно, преобразователь начинает работать при пониженном напряжении. Вследствие этого амплитуда тока холостого хода не превосходит установившегося значения.

При малом активном сопротивлении реактора L_{ϕ} фильтра при включении преобразователя напряжение на конденсаторе C_{ϕ} из-за возникновения резонансных колебаний может стать в 2 раза выше питающего напряжения U . Это заставляет применять в преобразователе транзисторы, рассчитанные на повышенное напряжение.

В преобразователях большой мощности заряд конденсатора производят через активное сопротивление, чтобы напряжение на фильтре не отличалось существенно от питающего напряжения U .

В рассматриваемых трансформаторах напряжения и токи имеют несинусоидальную форму, что не позволяет при рассмотрении электромагнитных процессов в установившемся режиме пользоваться комплексными уравнениями и векторными диаграммами, как для обычных трансформаторов. Поэтому все уравнения надо записывать для мгновенных значений.

Из уравнения (3.5), заменяя $w_1 d\Phi/dt = -e_1$, можно получить уравнение для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе

$$u_1 + e_1 = i_1 R_1. \quad (3.12)$$

Уравнение (3.12) не учитывает влияния потоков рассеяния, которые в трансформаторах малой мощности очень малы. В мощных трансформаторах это влияние целесообразно учесть. При этом получим

$$u_1 + e_1 = i_1 R_1 + L_1 di_1/dt, \quad (3.13)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки, обусловленная потоками рассеяния.

При нагрузке трансформатора для первичной обмотки имеем

$$u_1 = w_1 d\Phi_1/dt + w_1 d\Phi_2/dt + i_1 R_1. \quad (3.14)$$

Пренебрегая потоками рассеяния и падением напряжения в активном сопротивлении, из (3.14) получим

$$u_1 = w_1 d(\Phi_1 + \Phi_2)/dt = -e_1. \quad (3.15)$$

Поскольку в этом случае напряжение u_1 осталось таким же, как при холостом ходе, такими же останутся ЭДС e_1 и суммарный поток, т. е.

$$\left. \begin{aligned} u_1 + e_1 &= 0; \\ \Phi_1 + \Phi_2 &= \Phi_1. \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

Равенство мгновенных значений потоков при холостом ходе и при нагрузке позволяет перейти к равенству магнитодвижущих сил

$$i_1 w_1 + i_2 w_2 = i_0 w_1 \quad (3.17)$$

и получить связь между токами обмоток

$$i_1 = i_0 + (-i_2 w_2 / w_1). \quad (3.18)$$

Пренебрегая обычно небольшим током холостого хода, получим

$$i_1 = -i_2 w_2 / w_1. \quad (3.19)$$

Знак минус в уравнении (3.19) указывает на то, что магнитодвижущие силы первичной и вторичной обмоток находятся в противофазе. В приведенном трансформаторе, где $w_1 = w'_2$, мгновенные значения токов равны:

$$i_1 = -i_2 w_2 / w_1 = -i'_2,$$

а следовательно, равны их средние и действующие значения.

Электродвижущая сила, индуцируемая во вторичной обмотке:

$$e_2 = -w_2 d(\Phi_1 + \Phi_2)/dt = -w_2 d\Phi/dt. \quad (3.20)$$

Уравнение ЭДС и падений напряжений для этой обмотки

$$e_2 = i_2 R_2 + L_2 di_2/dt + i_2 R_n + L_n di_2/dt, \quad (3.21)$$

где R_n и L_n — соответственно активное сопротивление и индуктивность нагрузки.

Обозначая $i_2 R_n + L_n di_2/dt = u_2$, из (3.21) получим

$$u_2 = e_2 - i_2 R_2 - L_2 di_2/dt. \quad (3.22)$$

Таким образом, электромагнитные процессы в трансформаторе при установившемся режиме описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} u_1 + e_1 &= i_1 R_1 + L_1 di_1/dt; \\ i_1 &= i_0 + \left(-i_2 \frac{w_2}{w_1} \right); \\ u_2 &= e^2 - i_2 R_2 - L_2 di_2/dt. \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Эти уравнения сходны с системой уравнений для обычных трансформаторов (см. § 2.7), но связывают между собой не комплексные, а мгновенные значения. Следовательно, *при расчете электромагнитных процессов в цепях с рассматриваемыми трансформаторами можно пользоваться обычными схемами замещения.*

Недостатком преобразователей, выполненных по мостовой схеме, подобных рис. 3.14, *а*, является возможность возникновения различной длительности полупериодов при погрешностях системы управления; это приводит к насыщению магнитопровода трансформатора.

Допустим, что обе части T' и T'' периода T неодинаковы, т. е. $T' > T''$. Поскольку магнитный поток линейно зависит от времени приложения питающего напряжения, из (3.8) следует, что приращение потока $\Delta\Phi' = UT'/w_1$ за первый полупериод будет больше приращения его $\Delta\Phi'' = UT''/w_1$ за второй полупериод. В результате в магнитопроводе трансформатора появится постоянная составляющая магнитного потока, что приведет к увеличению амплитуды магнитной индукции, возрастанию магнитных потерь в сердечнике и росту намагничивающего тока в первый полупериод. Установившийся режим перемagnetивания будет соответствовать условию

$$1/w_1 \int_0^{T'} (U - i'_1 R_1) dt = 1/w_1 \int_0^{T''} (U - i''_1 R_1) dt, \quad (3.24)$$

где i'_1 и i''_1 — токи в первый и второй полупериоды соответственно.

Для уменьшения вредного влияния неравенства полупериодов применяют следующие меры: 1) вводят в систему управления преобразователем органы сравнения длительности полупериодов и их корректировки; 2) включают последовательно с нагрузкой конденсатор при высокой частоте преобразователя; 3) используют полумостовые схемы.

В полумостовых схемах (рис. 3.17) конденсатор фильтра выполняют в виде двух частей $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$, которые одновременно являются и делителями напряжения. При неравенстве полупериодов T' и T'' длительность разряда конденсаторов будет неодинаковой и на них автоматически устанавливаются напряжения, при которых $U'T' = U''T''$, где U' , U'' — напряжения на первом и втором конденсаторах. Следовательно, через конденсаторы фильтра не может

проходить постоянная составляющая намагничивающего тока, которая возникает при несимметричном намагничивании сердечника.

Трансформаторы в схемах с несимметричным намагничиванием.

В преобразователях небольшой мощности для повышения надежности и уменьшения стоимости применяют более простые схемы с однополярным перемагничиванием (рис. 3.18, а). В этих схемах электронный ключ (транзисторный или тиристорный) присоединяет первичную обмотку трансформатора при одном полупериоде к источнику постоянного тока, а при втором полупериоде отключает ее от питающего напряжения. При этом на первичную обмотку подаются прямоугольные импульсы напряжения одной полярности (рис. 3.18, б). Материал сердечника трансформатора, предназначенного для однополярного намагничивания, должен иметь небольшую остаточную индукцию B_r (рис. 3.19), так как изменение магнитного потока $\Delta\Phi$ не может превосходить значения

$$\Delta\Phi_{\max} \leq (B_s - B_r)Q_c, \quad (3.25)$$

где B_s — индукция насыщения; Q_c — площадь поперечного сечения сердечника.

В трансформаторе с симметричным перемагничиванием $\Delta\Phi_{\max} \leq 2B_s Q_c$, т. е. более чем в 2 раза превосходит приращение потока при несимметричном перемагничивании. Следовательно, в данном случае материал магнитопровода трансформатора используется хуже, чем при симметричном перемагничивании, что приводит к возрастанию размеров трансформатора. При значительных мощностях предпочтение отдается схемам с симметричным перемагничиванием, так как масса их трансформаторов при одинаковых условиях

работы (при тех же мощности, частоте и пр.) существенно меньше, чем при несимметричном перемагничивании.

При размыкании проводникового ключа в первичной обмотке трансформатора индуцируется ЭДС самоиндукции,

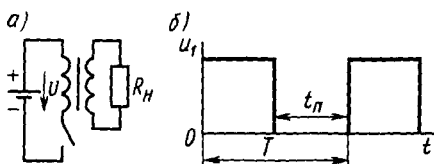


Рис. 3.18. Схема простейшего инвертора с однополярным перемагничиванием (а) и диаграмма напряжений на его первичной обмотке (б)

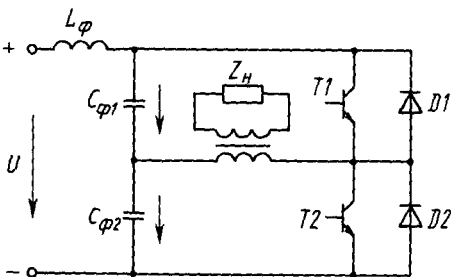


Рис. 3.17. Полумостовая схема преобразователя

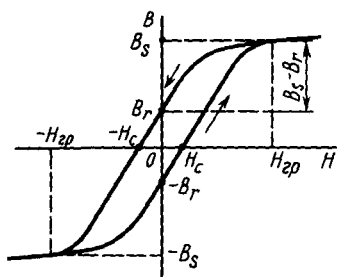


Рис. 3.19. Кривая намагничивания сердечника трансформатора с учетом петли гистерезиса

которая может вызвать пробой полупроводниковых приборов. Простейший способ снятия перенапряжения — подключение к первичной обмотке трансформатора диода D_0 (рис. 3.20, а). При включенном состоянии транзистора диод не влияет на прохождение тока по первичной обмотке трансформатора, но после выключения транзистора индуктируемая в первичной обмотке ЭДС самоиндукции создает ток, замыкающийся через диод.

Вследствие этого напряжение на транзисторе ни при каких условиях не может превосходить питающего напряжения U , так как падение напряжения на диоде, проводящем ток, очень мало (около 1,0 В).

Недостаток данной схемы — ток в первичной обмотке изменяется сравнительно медленно, по закону $i = I_{\text{ост}} e^{-t/T}$, где $I_{\text{ост}}$ — ток, проходящий через первичную обмотку в момент закрытия транзистора; $T = L/R$ — постоянная времени контура первичная обмотка — диод; L — результирующая индуктивность, учитывающая само- и взаимоиндуктивность обмоток; R — сопротивление контура.

Нормальная работа трансформатора (рис. 3.29, а) обеспечивается только в том случае, если за время паузы (рис. 3.20, б) ток i_1 в первичной обмотке станет равным нулю и индукция в сердечнике изменится до исходного состояния B_r . Это условие выполняется в случае, если время паузы $t_n > 4,6L/R$. Поскольку обычно $t_n = 0,5T = 0,5/f$, условие нормальной работы приобретает вид $1/2f > 4,6L/R$ или приблизительно

$$1/f > 10L/R. \quad (3.26)$$

Обычно условие (3.26) выполняется только при небольшой частоте или при трансформаторах очень малой мощности, имеющих относительно большое активное сопротивление.

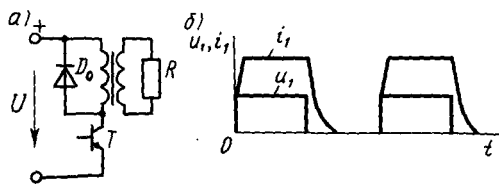


Рис. 3.20. Схема снятия перенапряжения с ключа с помощью диода (а) и диаграмма изменения тока и напряжения на первичной обмотке (б)

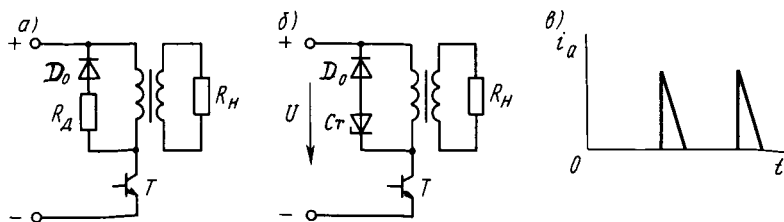


Рис. 3.21. Схемы восстановления исходного состояния сердечника с добавочным сопротивлением в цепи диода (а), со стабилитроном (б) и диаграмма изменения тока в стабилитроне (в)

Как правило, для ограничения длительности тока, замыкающегося через первичную обмотку во время паузы, в цепь обратного диода включается добавочное сопротивление R_d (рис. 3.21, а) или стабилитрон C_t (рис. 3.21, б). В первом случае, при включении добавочного сопротивления, уменьшается постоянная времени $T = L / (R + R_d)$ контура первичная обмотка — диод, вследствие чего ток уменьшается более быстро. Однако это приводит к увеличению максимального напряжения на транзисторе $U_{\max} = U + I_{\text{ост}} R_d$. В рассматриваемой схеме имеет место длительное прохождение через диод небольшого обратного тока. От этого недостатка свободна схема со стабилитроном (рис. 3.21, б). При включении стабилитрона при прохождении тока через диод для контура первичная обмотка — стабилитрон — диод можно написать уравнение

$$L di/dt + iR + U_{ct} = 0, \quad (3.27)$$

где U_{ct} — падение напряжения на стабилитроне.

Если пренебречь влиянием небольшого активного сопротивления R , то получим

$$L di/dt + U_{ct} = 0. \quad (3.28)$$

Решение уравнения (3.28):

$$i = -\frac{U_{ct}}{L} \int dt = -(U_{ct}/L)t + C. \quad (3.29)$$

Постоянную интегрирования C определим из начальных условий: при $t=0$ начальный ток равен $I_{\text{ост}}$, т. е. $C = I_{\text{ост}}$ и

$$i = I_{\text{ост}} - (U_{ct}/L)t. \quad (3.30)$$

Из (3.30) получим время спада тока до нуля:

$$t_{\text{сп}} = I_{\text{ост}} L / U_{ct}.$$

Максимальное напряжение на транзисторе $U_{\max} = U + U_{ct}$.

Из формулы (3.30) следует, что в схеме со стабилитроном ток изменяется линейно (рис. 3.21, в) и четко фиксируется его нулевое значение.

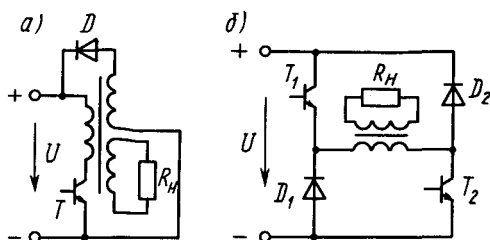


Рис. 3.22. Схемы восстановления с рекуперацией (а, б)

Недостаток рассмотренных схем — накопленная в трансформаторе энергия рассеивается в первичной обмотке и в других элементах схемы, что снижает КПД преобразователя.

При повышенных мощностях применяют более сложные схемы

с отдачей накопленной в трансформаторе энергии источнику питания (с рекуперацией). На рис. 3.22, а показана схема, в которой трансформатор имеет дополнительную обмотку с включением в цепь диода. Благодаря наличию диода ток через обмотку проходит только под действием ЭДС, индуцируемой в ней во время размыкания цепи первичной обмотки транзистором. На рис. 3.22, б показана схема с рекуперацией, имеющая два транзистора и два диода. При выключении транзисторов ток проходит через оба диода и источник питания, т. е. энергия возвращается в этот источник. Как и в схеме со стабилитроном, ток изменяется по линейному закону, а время спада тока до нуля составляет $t_{\text{сп}} \approx I_{\text{ост}} L / U$. Недостаток схем с рекуперацией — в их сложности. Например, схема рис. 3.22, б имеет практически столько же элементов, как и полумостовая схема.

§ 3.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

В устройствах электроники, автоматики, вычислительной техники и связи для передачи коротких импульсов длительностью от нескольких сотен микросекунд до 20 нс применяют импульсные трансформаторы. Их используют для изменения амплитуды и полярности импульсов, электрической развязки между цепями, исключения из цепей нагрузки постоянной составляющей тока и т. п.

Требование, предъявляемое к импульсным трансформаторам. Основное требование, предъявляемое к импульсным трансформаторам, минимальное искажение формы передаваемого сигнала, происходящее из-за влияния индуктивностей рассеяния, емкостных связей между обмотками и витками, вихревых токов, возникающих в магнитопроводе. В результате вместо идеального прямоугольника (штриховые линии на рис. 3.23) получается искаженный импульс (сплошная линия на рис. 3.23).

Длительность импульса определяется отрезком ad , измеряемым при напряжении, равном $0,1 U_m$, где U_m — ампли-

тудное значение напряжения. Отрезок ab' (от $0,1U_m$ до $0,9U_m$) показывает длительность фронта импульса, bb' — высоту импульса, $c'd$ — длительность среза, cc' — спад вершины импульса. Отрицательное напряжение в хвостовой части импульса является стадией восстановления.

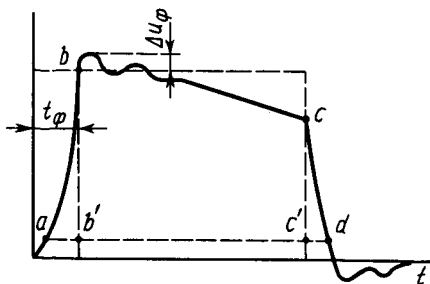


Рис. 3.23. Идеальная и реальная формы импульса

Чтобы искажения формы передаваемого импульса в импульсных трансформаторах были минимальны, применяются ферромагнитные материалы с улучшенными магнитными свойствами при высоких частотах: тонкие ленты из электротехнической стали (толщиной до $0,02$ мм) и железоникелевых сплавов (типа пермаллой), ферриты.

Импульсные трансформаторы работают в режимах перемангничивания импульсом тока или импульсом напряжения.

Перемангничивание импульсом тока. Такое перемангничивание применяется при передаче очень коротких импульсов (длительностью менее 1 мкс) с очень высокой частотой (до нескольких мегагерц). В таком трансформаторе (рис. 3.24, а), выполненном на кольцевом ферромагнитном магнитопроводе, первичная обмотка подключена к источнику питания через добавочное сопротивление R_d , которое определяет ток в первичной обмотке:

$$u_1 = i_1 R_d + w_1 (d\Phi/dt) \approx i_1 R_d. \quad (3.31)$$

Следовательно, первичная обмотка подключается к источнику тока. На рис. 3.24, б показаны кривые изменения тока i_1 в первичной обмотке и напряжения u_2 во вторичной обмотке, которое при холостом ходе равно ЭДС. Напряжение на вторичной обмотке $u_2 = -e_2 = w_2 (d\Phi/dt)$ существует только при изменении магнитного потока. Поэтому

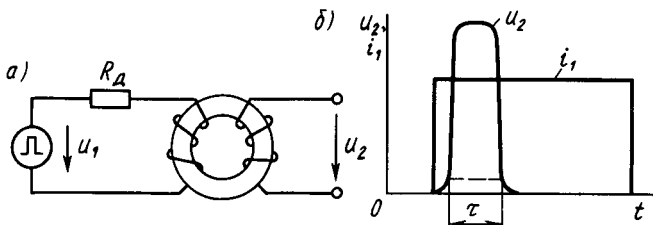


Рис. 3.24. Схема перемангничивания импульсного трансформатора (а) и графики изменения его тока в первичной обмотке и выходного напряжения (б)

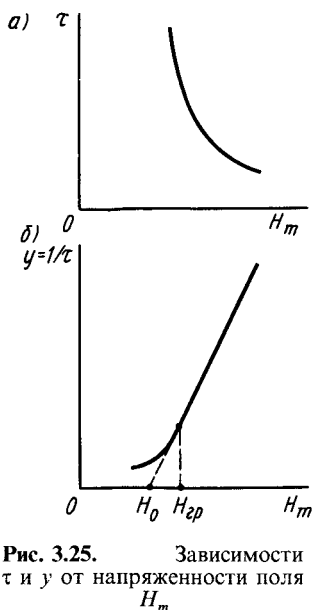


Рис. 3.25. Зависимости τ и y от напряженности поля H_m

на гистерезисе. Поэтому было введено понятие о магнитной вязкости, из-за которой возникают дополнительные потери при очень больших скоростях перемагничивания.

Эксперименты показали, что сердечник перемагничивается тем быстрее, чем больше МДС первичной обмотки и, следовательно, напряженность от внешнего поля $H_m = I_1 w_1 / l_{cp}$, где l_{cp} — средняя длина магнитопровода.

Зависимость времени перемагничивания τ от напряженности H_m (рис. 3.25, а) может быть аппроксимирована приближенно гиперболическим законом $H_m \tau = \text{const}$. Вводя вспомогательную величину $y = 1/\tau$, получим $y = H_m / \text{const}$.

Из рассмотрения экспериментальной зависимости $y = f(H_m)$ на рис. 3.25, б, следует, что при больших напряженностях поля она линейна и может быть аппроксимирована с помощью выражения

$$y = 1/\tau = (H_m - H_0) / S_w, \quad (3.32)$$

где H_0 — напряженность «трогания», обычно $H_0 = (1,5 \dots 5) H_c$; H_c — коэрцитивная сила; $S_w = (H_m - H_0) \tau$ — коэффициент переключения, характеризующий материал сердечника.

Коэффициент переключения позволяет определить время перемагничивания сердечника

$$\tau = S_w / (H_m - H_0). \quad (3.33)$$

Значения коэффициента переключения приводятся в справочниках на ферриты; обычно $S_w = (30 \dots 50) \text{ А} \cdot \text{мкс/м}$. Коэф-

уменьшение выходного напряжения до нуля служит признаком окончания процесса перемагничивания сердечника.

Перемагничивание сердечника происходит не мгновенно, требуется некоторое время, чтобы сердечник перемагнитился при неизменном токе в первичной обмотке. Явление запаздывания изменения магнитного потока относительно изменения тока, т. е. МДС, объясняется тем, что при перемагничивании происходят потери энергии на гистерезис и вихревые токи и для поступления этой энергии от источника питания требуется некоторое время. В сердечнике из феррита вихревые токи практически отсутствуют, однако запаздывание потока сравнительно велико и не может быть объяснено только потерями

коэффициент переключения можно рассматривать как электрический заряд, необходимый для перемагничивания сердечника длиной в 1 м. Напряженность, необходимая для перемагничивания сердечника за время τ ,

$$H_m = S_w / \tau + H_0. \quad (3.34)$$

Поскольку $H_m = I_1 w_1 / l_{cp}$, то получим

$$I_1 w_1 / l_{cp} = S_w / \tau + H_0, \quad (3.35)$$

откуда значение заряда перемагничивания

$$Q = I_1 \tau = S_w l_{cp} / w_1 + H_0 \tau l_{cp} / w_1. \quad (3.36)$$

Коэффициент переключения S_w и заряд перемагничивания Q дают интегральную оценку материалу сердечника и параметрам трансформатора, позволяя определять длительность перемагничивания или ток, необходимый для перемагничивания сердечника в заданный промежуток времени. Обычно этого достаточно для решения практических задач. Однако иногда требуется знать характер изменения магнитного потока и напряжения на вторичной обмотке. Эти величины определяются из следующих уравнений:

$$u_2 \approx e_2 = w_2 d\Phi / dt = w_2 Q_c dB / dt; \quad (3.37)$$

$$dB / dt = R_m (H - H_0), \quad (3.38)$$

где Q_c — поперечное сечение сердечника; B — индукция в сердечнике.

Коэффициент пропорциональности R_m имеет размерность магнитного сопротивления и в области больших напряжений магнитного поля может приниматься равным

$$R_m \approx R_0 [1 - (B / B_s)^2], \quad (3.39)$$

где R_0 — динамический коэффициент; B_s — индукция насыщения.

Подставляя значения R_m из (3.39) в (3.38), получим уравнение вязкости

$$dB / dt = R_0 [1 - (B / B_s)^2] (H - H_0). \quad (3.40)$$

Разделяя

$$\frac{dB}{R_0 [1 - (B / B_s)^2]} = (H - H_0) dt \quad (3.41)$$

и интегрируя переменные, получим текущее значение заряда перемагничивания

$$\begin{aligned} q &= \int_0^t (H - H_0) dt = \int_{B_r}^B dB / R_0 [1 - (B / B_s)^2] = \\ &= \frac{B_s}{2R_0} \ln \left[\frac{(B_s + B)(B_s + B_r)}{(B_s - B)(B_s - B_r)} \right], \end{aligned} \quad (3.42)$$

где B_r — остаточная индукция.

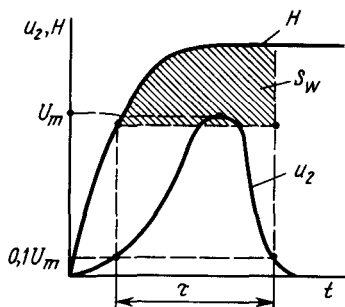


Рис. 3.26. Диаграмма процесса перемангничивания

Уравнение (3.42) позволяет проанализировать весь процесс перемангничивания (диаграмма перемангничивания приведена на рис. 3.26) и дает результаты, достаточно хорошо согласующиеся с экспериментом. При полном перемангничивании от $(-B_r)$ до $(+B_r)$ получим коэффициент переключения

$$S_w = (B_s / R_0) \ln [(B_s + B_r) / (B_s - B_r)]. \quad (3.43)$$

Из (3.43) с помощью справочных данных можно определить динамический коэффициент

$$R_0 = (B_s / S_w) \ln [(B_s + B_r) / (B_s - B_r)]. \quad (3.44)$$

Перемангничивание импульсом напряжения. Такое перемангничивание имеет место при передаче сравнительно длинных (более 10 мкс) и мощных импульсов, применяемых, например, для включения тиристорov. В отличие от перемангничивания импульсом тока приложенное к первичной обмотке напряжение

$$u_1 = i_1 R_1 + w_1 (d\Phi / dt) \approx w_1 (d\Phi / dt) \quad (3.45)$$

уравновешивается ЭДС, индуцируемой в обмотке переменным магнитным потоком. Необходимое условие работы трансформатора в этом режиме — отсутствие насыщения сердечника за время импульса τ . Переходя в (3.45) от мгновенных значений к средним, получим

$$U_1 = w_1 \Delta \Phi / \Delta t = w_1 Q_c \Delta B / \Delta t. \quad (3.46)$$

При одностороннем намагничивании индукция изменяется от B_r до B_s и длительность импульса не может превосходить значения

$$\tau \leq w_1 Q_c (B_s - B_r). \quad (3.47)$$

Если материал сердечника имеет прямоугольную петлю гистерезиса, т. е. $B_r \approx B_s$, то необходимо размагничивать сердечник небольшим отрицательным импульсом, тогда

$$\tau \leq w_1 Q_c (B_s + B_r) / U_1. \quad (3.48)$$

Схема замещения. При рассмотрении искажений в форме трансформируемых импульсов обычно исходят из упрощенной схемы замещения импульсного трансформатора, выполненной совместно с источником импульсов и нагрузкой (рис. 3.27, а). В этой схеме $R_{\text{и}}$ — сумма активных сопротивлений источника импульсов и первичной обмотки трансформатора; $L_{\text{эв}}$ — суммарная индуктивность рассеяния транс-

форматора; $C_{\text{экв}}$ — суммарная емкость обмоток трансформатора источника импульсов и нагрузки; R'_H — сумма приведенных активных сопротивлений нагрузки и вторичной обмотки трансформатора. Из рассмотрения переходного процесса в этой схеме при подаче на ее вход прямоугольного импульса следует, что длительность t_ϕ переднего фронта выходного импульса на нагрузке R'_H и выброс Δu_ϕ в вершине импульса определяются постоянной времени и коэффициентом затухания соответственно

$$\tau_\phi = \sqrt{\xi L_{\text{экв}} C_{\text{экв}}}; \quad (3.49)$$

$$\delta = 0,5 \sqrt{\xi (\rho / R'_H + R'_H / \rho)}, \quad (3.50)$$

где $\xi = R'_H / (R_H + R'_H)$; $\rho = \sqrt{L_{\text{экв}} / C_{\text{экв}}}$.

Длительность переднего фронта импульса, необходимая для надежного включения тиристорных преобразователей, должна быть не более 0,5...2,0 мкс, что требует применения трансформаторов с малыми индуктивностью и емкостью. С этой целью применяют тороидальные сердечники относительно большого сечения с малым числом витков.

При определении параметров намагничивающего контура, т. е. индуктивности L_m , следует учитывать, что динамическая петля гистерезиса, соответствующая большой скорости перемагничивания, значительно шире статической петли. Вследствие этого, а также из-за относительно малого числа витков первичной обмотки ток холостого хода импульсных трансформаторов очень велик и составляет 50...80% от номинального. Ток холостого хода имеет максимальное значение в конце импульса.

Для облегчения расчетов процесс нарастания напряжения, т. е. параметры переднего фронта импульса, можно определять по упрощенной схеме замещения (рис. 3.27, б), в которой не учитывается влияние намагничивающего контура. Для определения длительности импульса и его формы, когда ЭДС и токи меняются сравнительно медленно, можно использовать упрощенную схему замещения (рис. 3.27, в), в которой пренебрегают влиянием $L_{\text{экв}}$ и $C_{\text{экв}}$.

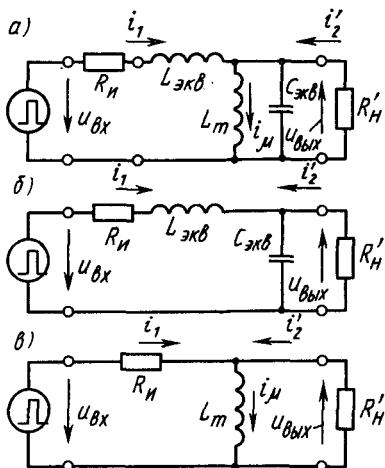


Рис. 3.27. Упрощенные схемы замещения импульсного трансформатора: полная (а), без намагничивающего контура (б) и без эквивалентных индуктивности и емкости (в)

§ 3.6. ПИК-ТРАНСФОРМАТОРЫ, ТРАНСФОРМАТОРЫ СТАБИЛИЗИРУЮЩИЕ И ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧИСЛА ФАЗ И ЧАСТОТЫ

В электронной технике для регулирования управляемых вентилей (тириستоров, тиратронов, ртутных вентилей и пр.) необходимо иметь импульсы напряжения резко заостренной (пикообразной) формы. Такие импульсы можно получить от синусоидально изменяющегося напряжения с помощью пик-трансформаторов.

Пик-трансформаторы. Пик-трансформатор представляет собой обычный двухобмоточный трансформатор с сильно насыщенным сердечником. Первичную обмотку его подключают к сети переменного тока через большое активное $R_{доб}$ (рис. 3.28, а) или линейное индуктивное сопротивление. При достаточно большом активном сопротивлении по первичной обмотке пик-трансформатора протекает синусоидальный ток i_1 ; при этом магнитный поток Φ не изменяется по синусоиде, так как он возрастает пропорционально току только при малых его значениях, когда сердечник не насыщен. В результате кривая изменения потока имеет плоскую форму (рис. 3.28, б), а во вторичной обмотке индуцируется пикообразное напряжение u_2 . Пик напряжения U_{2m} возникает тогда, когда магнитный поток Φ и ток i_1 проходят через нулевое значение и скорость их изменения максимальна. При включении трансформатора через активное сопротивление пик напряжения U_{2m} образуется в момент, когда напряжение u_1 проходит через нулевое значение (ток i_1 и напряжение u_1 совпадают по фазе). Если же требуется, чтобы этот пик возникал при прохождении напряжения u_1 через максимум, то в цепь первичной обмотки включают индуктивное сопротивление. Для повышения крутизны пика U_{2m} сердечники трансформаторов изготавливают из пермаллоя, имеющего высокую начальную магнитную проницаемость и кривую намагничивания с резко выраженным насыщением.

Магнитную систему пик-трансформатора часто выполняют с магнитным шунтом (рис. 3.29, а), который сильно

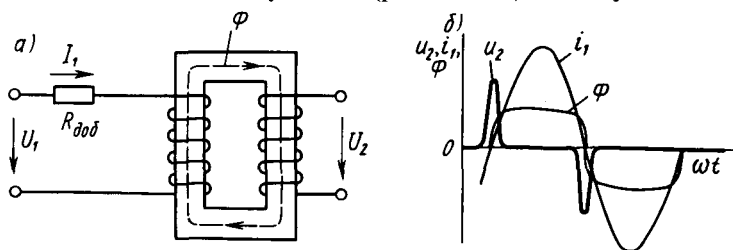


Рис. 3.28. Схема включения пик-трансформатора (а) и графики изменения его потока и выходного напряжения (б)

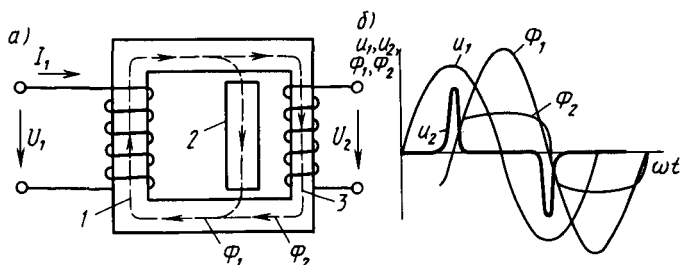


Рис. 3.29. Схема включения пик-трансформатора с магнитным шунтом (а) и графики изменения его потоков и напряжений (б)

увеличивает потоки рассеяния, а следовательно, и индуктивное сопротивление обмоток. В таком трансформаторе первичная обмотка располагается на сравнительно толстом стержне 1, а вторичная — на тонком стержне 3. При этом магнитный поток Φ_1 , проходящий по стержню 1, имеет синусоидальную форму и замыкается в основном через магнитный шунт 2; стержень же 3 со вторичной обмоткой будет быстро насыщаться и проходящий через него поток Φ_2 будет иметь плоскую форму. В результате во вторичной обмотке возникает пик напряжения U_{2m} (рис. 3.29, б) в момент прохождения тока i_1 и потока Φ_1 через нулевое значение (т. е. при прохождении питающего напряжения u_1 через максимум). Изменяя угол сдвига фаз между питающим напряжением u_1 и током i_1 в первичной обмотке (путем включения в ее цепь активных и реактивных сопротивлений или с помощью фазорегулятора), можно изменять положение пика напряжения U_{2m} относительно синусоиды напряжения u_1 .

Стабилизирующие трансформаторы. В электроприводе и системах автоматического регулирования трансформаторы часто используют в качестве дифференцирующих звеньев для создания обратных связей по первой производной регулируемой величины. Такие трансформаторы называют *дифференцирующими* или *стабилизирующими*, так как они обеспечивают устойчивость процесса регулирования. Использование трансформатора в качестве дифференцирующего элемента основано на том, что напряжение u_2 во вторичной обмотке пропорционально производной $d\Phi/dt$, которая определяется скоростью изменения напряжения u_1 или тока i_1 в первичной обмотке. Стабилизирующие трансформаторы можно включать в электрические цепи последовательно или параллельно.

Для повышения уровня сигналов обратной связи, передаваемых стабилизирующими трансформаторами, их выполняют с *ненасыщенными магнитопроводами* и по возможности с *большим суммарным сечением меди обмоток*.

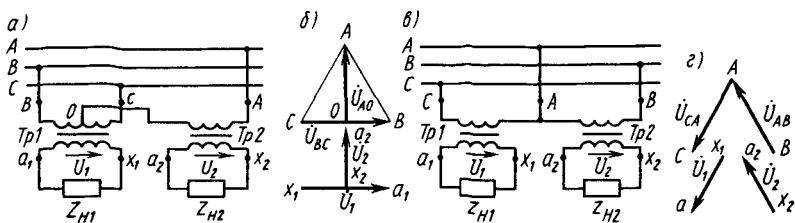


Рис. 3.30. Трансформаторные схемы для преобразования трехфазного тока в однофазный (а, в) и их векторные диаграммы (б, г)

Трансформаторные схемы для преобразования числа фаз.

При питании однофазных нагрузок большой мощности от сети трехфазного тока из-за неравномерности нагрузок отдельных фаз возникают значительные искажения симметрии трехфазных напряжений. В этом случае для выравнивания нагрузок фаз применяют специальные схемы включения трансформаторов: трехфазно-двухфазного преобразования (называемую иногда схемой Скотта) и включения двух однофазных трансформаторов (или двух фаз трехфазного трансформатора) в открытый треугольник. Эти схемы используют, в частности, для питания переменным током контактной сети электрифицированного транспорта.

В схеме трехфазно-двухфазного преобразования используют два однофазных трансформатора $Tp1$ и $Tp2$ (рис. 3.30, а) с различными коэффициентами трансформации. Трансформатор $Tp1$ называют *базовым* и включают между двумя фазами трехфазной сети. Трансформатор $Tp2$ называют *высотным* и включают между третьей фазой сети и средней точкой первичной обмотки трансформатора $Tp1$. При таком включении напряжения $\dot{U}_{BC}$ и $\dot{U}_{AO}$ (рис. 3.30, б) сдвинуты по фазе на угол 90° . На такой же угол сдвинуты и вторичные напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_2$. Для получения одинаковых по значению вторичных напряжений коэффициент трансформации трансформатора $Tp2$ должен быть в $\sqrt{3}/2$ раз больше, чем трансформатора $Tp1$. При симметричной нагрузке вторичной цепи токи в первичной трехфазной цепи также симметричны. Если нагрузки Z_{H1} и Z_{H2} не равны, то одна из фаз трехфазной сети загружена эквивалентной мощностью $P_{\text{эвб}} = P_1 - P_2$.

При использовании схемы «открытый треугольник» (рис. 3.30, в, г) эквивалентная однофазная нагрузка трехфазной сети имеет порядок большей из нагрузок P_1 или P_2 . Если бы питание нагрузок Z_{H1} и Z_{H2} происходило от однофазного трансформатора, то на одну фазу приходилась бы нагрузка $P_1 + P_2$.

Трансформаторные схемы для преобразования частоты.

Наибольшее применение получили трансформаторные схемы

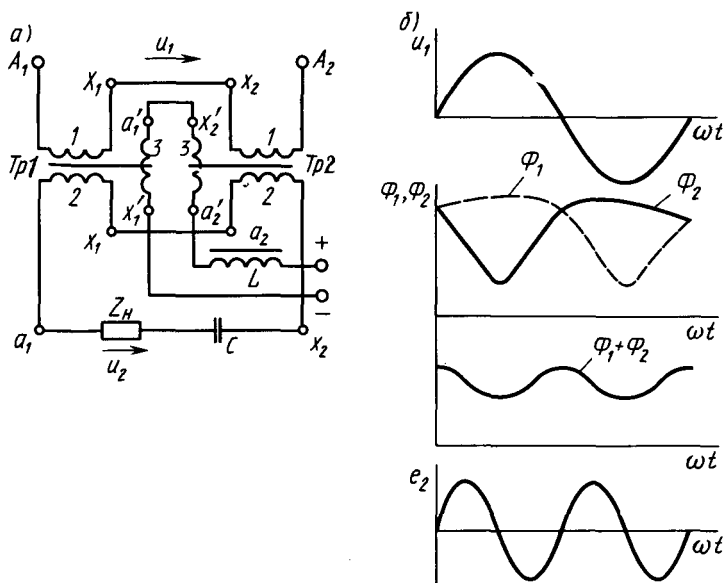


Рис. 3.31. Трансформаторная схема для удвоения частоты (а) и графики изменения напряжения, потоков и ЭДС (б)

для удвоения и утроения частоты. Утроение частоты необходимо, в частности, в преобразователях, выполненных по схеме «две обратные звезды с уравнительным реактором», для устранения скачков выпрямленного напряжения при работе с малой нагрузкой.

Трансформаторная схема для удвоения частоты (рис. 3.31, а) состоит из двух однофазных трансформаторов $Tr1$ и $Tr2$, каждый из которых имеет три обмотки: первичную 1, вторичную 2 и подмагничивающую 3. Первичные обмотки этих трансформаторов соединены встречно, а вторичные и подмагничивающие — согласно. Поэтому в течение первого полупериода питающего напряжения u_1 в одном из трансформаторов действует сумма МДС ($F_{\text{пм}} + F_{\mu}$), а в другом — их разность ($F_{\text{пм}} - F_{\mu}$), где $F_{\text{пм}}$ и F_{μ} — МДС, создаваемые подмагничивающей и первичной обмотками.

В результате магнитопровод в первом трансформаторе насыщается и его поток Φ_1 приобретает уплощенную форму (рис. 3.31, б), в кривой же потока Φ_2 в магнитопроводе второго трансформатора появляется значительный провал. В следующий полупериод направление F_{μ} изменяется, а направление $F_{\text{пм}}$ остается неизменным, что приводит к соответствующему изменению формы кривых Φ_1 и Φ_2 : они

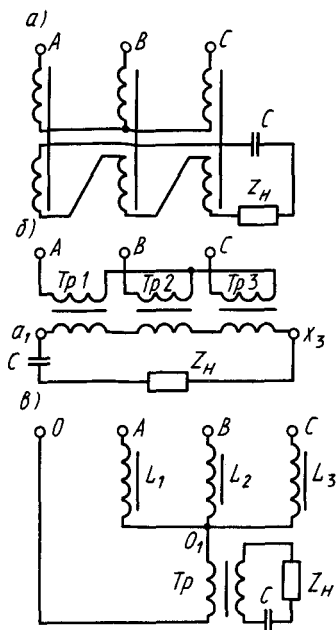


Рис. 3.32. Трансформаторные схемы для утроения частоты

меняются с двойной частотой $2f_1$. Выходное напряжение U_2 можно регулировать, изменяя силу тока в подмагничивающих обмотках. Чтобы по подмагничивающим обмоткам не протекали переменные токи, созданные четными гармоническими ЭДС, в цепь их питания включают реактор L . Первая и другие нечетные гармонические ЭДС в них взаимно компенсируются благодаря согласному включению этих обмоток.

Для компенсации падения напряжения во вторичных обмотках последовательно с нагрузкой Z_H обычно включают емкость C . Она повышает $\cos \phi$ схемы удвоения частоты и уменьшает наклон ее внешней характеристики.

Трансформаторные схемы для утроения частоты основаны на использовании третьей гармонической, возникающей при насыщении сердечников трансформаторов, подключенных к сети трехфазного тока с частотой f_1 . В § 2.11 показано, что при соединении вторичной обмотки трансформатора по схеме *D* третьи гармонические ЭДС отдельных фаз совпадают по времени; при этом по обмотке циркулируют токи тройной частоты. Следовательно, выполняя сердечник трансформатора насыщенным (чтобы третьи гармонические ЭДС имели большее значение) и соединяя

оказываются сдвинутыми относительно друг друга на 180° . Таким образом, кривые Φ_1 и Φ_2 имеют несимметричную форму, а следовательно, содержат как четные, так и нечетные гармонические.

При встречном включении первичных обмоток индуцируемая в них результирующая ЭДС e_1 , уравнивающая первичное напряжение u_1 , создается разностью потоков Φ_1 и Φ_2 . Эта разность изменяется с частотой f_1 питающего напряжения и не содержит четных гармонических. Результирующая ЭДС, индуцированная в соединенных согласно вторичных обмотках, создается суммой потоков $(\Phi_1 + \Phi_2)$, которая не содержит первую и другие нечетные гармоники. Поэтому вторичная ЭДС e_2 и вторичное напряжение u_2 определяются в основном второй гармонической потоков Φ_1 и Φ_2 , т. е. изменяются с двойной частотой $2f_1$.

вторичные обмотки в «открытый треугольник» (рис. 3.32, а), на подключенную к ним нагрузку Z_n можно подавать напряжение тройной частоты $3f_1$.

Тот же результат получается при использовании трех отдельных однофазных трансформаторов $Tr1$, $Tr2$, $Tr3$ (рис. 3.32, б) или одного однофазного трансформатора Tr и трех реакторов L_1 , L_2 , L_3 с насыщенным магнитопроводом (рис. 3.32, в). При этом ток в каждом из реакторов несинусоидален и содержит значительную по величине третью гармоническую. В нулевой точке O_1 сумма токов основной частоты f_1 равна нулю; токи частоты $3f_1$ складываются, и по первичной обмотке трансформатора Tr проходит ток, равный утроенному значению этих токов в каждом реакторе. Поэтому во вторичной обмотке трансформатора индуцируется ЭДС тройной частоты. Для компенсации падения напряжения в трансформаторах, которое при тройной частоте значительно возрастает, последовательно с нагрузкой Z_n включают емкость C .

§. 3.7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Измерительные трансформаторы используют главным образом для подключения электроизмерительных приборов в цепи переменного тока высокого напряжения. При этом электроизмерительные приборы оказываются изолированными от цепей высокого напряжения, что обеспечивает безопасность работы обслуживающего персонала. Кроме того, измерительные трансформаторы позволяют расширять пределы измерения приборов, т. е. измерять большие токи и напряжения с помощью сравнительно несложных приборов, рассчитанных для измерения малых токов и напряжений. В ряде случаев измерительные трансформаторы служат для подключения к цепям высокого напряжения обмоток реле, обеспечивающих защиту электрических установок от аварийных режимов.

Типы измерительных трансформаторов. Измерительные трансформаторы подразделяют на два типа — трансформаторы напряжения и трансформаторы тока. Первые служат для включения вольтметров и других приборов, реагирующих на значение напряжения (например, катушек напряжения ваттметров, счетчиков, фазометров и различных реле). Вторые служат для включения амперметров и токовых катушек указанных приборов.

Измерительные трансформаторы изготовляют мощностью от пяти до нескольких сотен вольт-ампер; они рассчитаны для совместной работы со стандартными приборами (амперметрами на 1; 2; 2,5 и 5 А, вольтметрами на 100 и $100\sqrt{3}$ В).

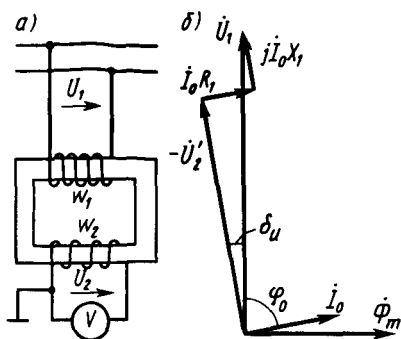


Рис. 3.33. Схема включения (а) и векторная диаграмма измерительного трансформатора напряжения (б)

Трансформатор напряжения. Его выполняют в виде двухобмоточного понижающего трансформатора (рис. 3.33, а). Для обеспечения безопасности работы обслуживающего персонала вторичную обмотку тщательно изолируют от первичной и заземляют. Условное обозначение трансформатора напряжения такое же, как двухобмоточного трансформатора.

Так как сопротивления обмоток вольтметров

и других приборов, подключаемых к трансформатору напряжения, велики, то он практически работает в режиме холостого хода. В этом режиме можно с достаточной степенью точности считать, что $U_1 = U'_2 = U_2 k$.

В действительности ток холостого хода I_0 (а также небольшой ток нагрузки) создает в трансформаторе падение напряжения, поэтому, как видно из векторной диаграммы (рис. 3.33, б), $U'_2 \neq U_1$ и между векторами этих напряжений имеется некоторый сдвиг по фазе δ_u . В результате при измерениях образуются некоторые погрешности.

В измерительных трансформаторах напряжения различают два вида погрешностей:

а) относительную погрешность напряжения

$$\gamma_u = [(U_2 k - U_1) / U_1] 100\%; \quad (3.51)$$

б) угловую погрешность δ_u ; за ее значение принимают угол между векторами $\vec{U}_1$ и $-\vec{U}'_2$. Она влияет на результаты измерений, выполненных с помощью ваттметров, счетчиков, фазометров и прочих приборов, показания которых зависят не только от силы тока и напряжения, но и от угла сдвига фаз между ними. Угловая погрешность считается положительной, если вектор $\vec{U}'_2$ опережает вектор $\vec{U}_1$.

В зависимости от значения допускаемых погрешностей стационарные трансформаторы напряжения подразделяют на три класса точности: 0,5; 1 и 3, а лабораторные — на четыре класса: 0,05; 0,1; 0,2 и 0,5. Обозначение класса соответствует значению относительной погрешности γ_u при номинальном напряжении $U_{1\text{ном}}$. Угловая их погрешность составляет 20 ... 40 угл. мин.

Выпускаемые промышленностью трансформаторы напряжения сохраняют класс точности при изменении первичного напряжения от 80 до 120% номинального.

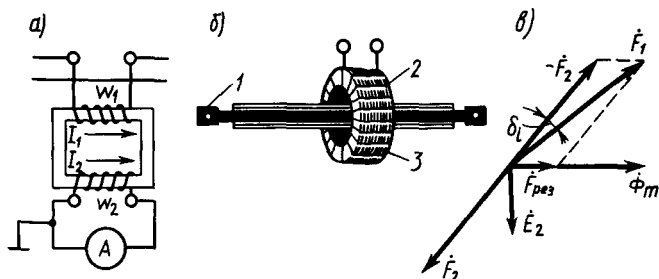


Рис. 3.34. Схема включения измерительного трансформатора тока (а), общий вид проходного изолятора (б) и векторная диаграмма (в):

1 — медный стержень (первичная обмотка); 2 — вторичная обмотка; 3 — магнитопровод

Для уменьшения погрешностей γ_u и δ_u сопротивления обмоток трансформатора Z_1 и Z_2 делают по возможности малыми, а магнитопровод выполняют из высококачественной стали достаточно большого поперечного сечения, чтобы в рабочем режиме он не был насыщен. Благодаря этому обеспечивается значительное уменьшение тока холостого хода.

Трансформатор тока. Его выполняют в виде двухобмоточного повышающего трансформатора (рис. 3.34, а) или в виде проходного трансформатора, у которого первичной обмоткой служит провод, проходящий через окно магнитопровода. В некоторых конструкциях магнитопровод и вторичная обмотка смонтированы на проходном изоляторе, служащем для ввода высокого напряжения в силовой трансформатор или другую электрическую установку. Первичной обмоткой трансформатора служит медный стержень, проходящий внутри изолятора (рис. 3.34, б).

Сопротивления обмоток амперметров и других приборов, подключаемых к трансформатору тока, обычно малы. Поэтому он практически работает в режиме короткого замыкания, при котором токи I_1 и I_2 во много раз больше тока I_0 , и с достаточной степенью точности можно считать, что

$$I_1 = I_2 = I_2/k. \quad (3.52)$$

В действительности из-за наличия тока холостого хода $I_0 \approx I_\mu$ в рассматриваемом трансформаторе $I_1 \neq I_2$ и между векторами этих токов имеется некоторый угол, отличный от 180° (рис. 3.34, в). Это создает относительную токовую погрешность

$$\gamma_i = [(I_2 k - I_1)/I_1] 100\% \quad (3.53)$$

и угловую погрешность, измеряемую углом δ_i между векторами I_1 и $-I_2$. Погрешность δ_i считается положительной, если вектор $-I_2$ опережает вектор I_1 .

В зависимости от значения допускаемых погрешностей трансформаторы тока подразделяют на пять классов точности: стационарные — 0,2; 0,5; 1; 3; 10 и лабораторные — 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2. Приведенные цифры соответствуют допускаемой для данного класса токовой погрешности при номинальном значении тока. Угловая погрешность составляет 10 ... 120 угл. мин.

Для уменьшения токовой и угловой погрешностей магнитопровод трансформатора тока изготавливают из высококачественной стали достаточно большого сечения, чтобы в рабочем режиме он был не насыщен ($B=0,06 \dots 0,1$ Тл). При этих условиях намагничивающий ток будет мал.

Следует отметить, что *размыкание цепи вторичной обмотки трансформатора тока недопустимо*. Трансформатор переходит в режим х.х. и его результирующая МДС, в рабочем режиме равная $\dot{F}_{\text{рез}} = \dot{F}_1 - \dot{F}_2$, становится $\dot{F}_{\text{рез}} = \dot{F}_1$ (рис. 3.34, в). В результате резко (в десятки и сотни раз) возрастает магнитный поток в магнитопроводе, а индукция в нем достигает значения $B > 2$ Тл, что приводит к сильному возрастанию магнитных потерь в стали; при этом трансформатор может сгореть. Еще большую опасность представляет *резкое повышение напряжения на зажимах вторичной обмотки* до нескольких сотен и даже тысяч вольт. Для предотвращения режима холостого хода при отключении приборов следует замыкать вторичную обмотку трансформатора тока накоротко.

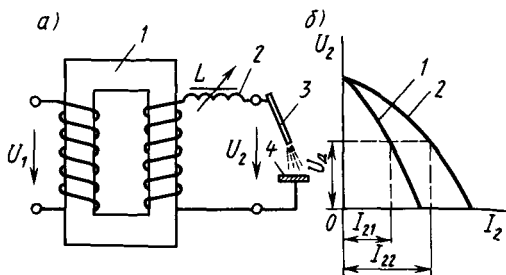
§. 3.8 ТРАНСФОРМАТОРЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКИ

Такие трансформаторы представляют собой понижающие однофазные сухие трансформаторы со вторичным напряжением при холостом ходе 60 ... 75 В. Это напряжение необходимо для надежного зажигания электрической дуги. При номинальной нагрузке вторичное напряжение уменьшается до 30 В.

При работе сварочных трансформаторов короткое замыкание является нормальным эксплуатационным режимом. Поэтому для ограничения тока к. з. и устойчивого горения дуги такой трансформатор должен иметь крутопадающую внешнюю характеристику, а цепь сварочного тока должна обладать значительной индуктивностью. Для этого в сварочных трансформаторах первичную и вторичную обмотки размещают на различных стержнях магнитопровода, вследствие чего сопротивление короткого замыкания Z_k и напряжения u_k оказываются у них в несколько раз больше, чем у обычных силовых трансформаторов.

Обычно в сварочных трансформаторах последовательно со вторичной обмоткой включают реактор L с переменной

Рис. 3.35. Электрическая схема (а) и внешние характеристики (б) сварочного трансформатора: 1—трансформатор; 2—реактор с переменной индуктивностью; 3—электрод; 4—свариваемая деталь



индуктивностью (рис. 3.35, а). Регулируя индуктивность реактора (изменяя воздушный зазор в его магнитопроводе), изменяют форму внешней характеристики 1 или 2 трансформатора (рис. 3.35, б) и ток дуги I_{21} или I_{22} , соответствующий напряжению горения дуги U_d .

В некоторых конструкциях реактор непосредственно встраивают в сварочный трансформатор. Такой трансформатор имеет три обмотки: первичную 1 (рис. 3.36), вторичную 3 и обмотку реактора 4, расположенные на общем магнитопроводе. Среднее ярмо 2 является общим для цепей трансформатора и реактора. Обмотки 3 и 4 включены таким образом, что магнитный поток, создаваемый обмоткой реактора 4 в ярме 2, направлен против основного потока, создаваемого первичной обмоткой 1. Благодаря этому существенно возрастает магнитное рассеяние в трансформаторе при сравнительно небольшом поперечном сечении ярма 2. Из-за наличия в цепи нагрузки большой индуктивности сварочные трансформаторы работают с низким $\cos \varphi = 0,4 \dots 0,5$.

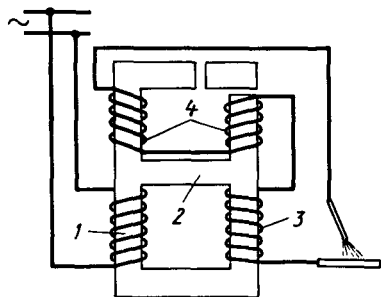


Рис. 3.36. Электромагнитная схема сварочного трансформатора с встроенным реактором

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

§ 4.1. КОНСТРУКТИВНАЯ СХЕМА И УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Электрическая машина имеет статор и ротор, разделенные воздушным зазором (рис. 4.1). Активными частями ее являются магнитопровод и обмотки. Все остальные части — конструктивные, обеспечивающие необходимую жесткость, прочность, возможность вращения, охлаждения и т. п.

Магнитопровод машины. Магнитопровод, по которому замыкается переменный магнитный поток, выполняют шихтованным — из листов электротехнической стали, как и у трансформатора. Если поток постоянный, то магнитопровод можно выполнять массивным; в этом случае он может осуществлять и конструктивные функции, т. е. служить элементом, обеспечивающим прочность данной части машины (статора или ротора).

Так как в частях электрических машин магнитный поток замыкается по сложным контурам, отличным от прямолинейных, в них, как правило, применяется изотропная холоднокатаная сталь. Для изготовления полюсов синхронных машин и крупных машин постоянного тока иногда применяется анизотропная холоднокатаная сталь, так как в полюсах направление магнитных линий совпадает с направлением прокатки, в котором магнитная проницаемость очень велика. Сердечники стато-

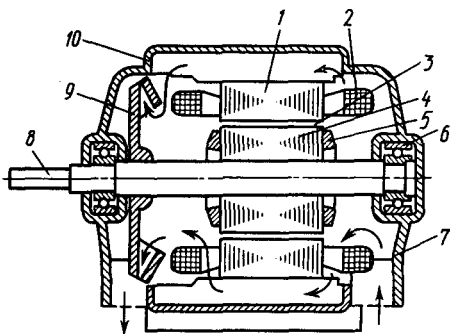


Рис. 4.1. Конструктивная схема вращающейся электрической машины:

1 — статор; 2 — обмотка статора; 3 — воздушный зазор; 4 — ротор; 5 — обмотка ротора; 6 — подшипники; 7 — подшипниковые щиты; 8 — вал ротора; 9 — вентилятор; 10 — станина

ротора замыкается по сложным контурам, отличным от прямолинейных, в них, как правило, применяется изотропная холоднокатаная сталь. Для изготовления полюсов синхронных машин и крупных машин постоянного тока иногда применяется анизотропная холоднокатаная сталь, так как в полюсах направление магнитных линий совпадает с направлением прокатки, в котором магнитная проницаемость очень велика. Сердечники стато-

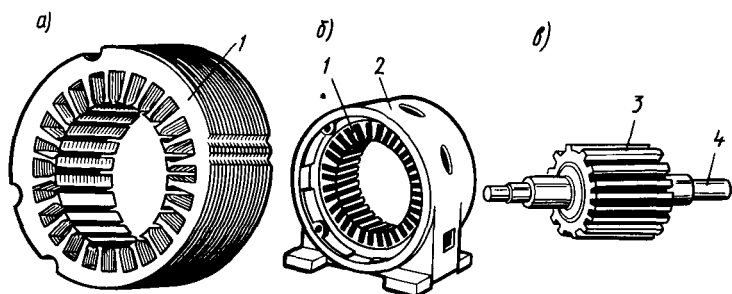


Рис. 4.2. Устройство статора и ротора машины переменного тока:
1 — пакет статора; 2 — станина; 3 — сердечник ротора; 4 — вал

ров и роторов асинхронных машин и якорей синхронных машин и машин постоянного тока штампуют из изотропной рулонной холоднокатаной стали, позволяющей при раскрое получать экономию порядка 10...15% по сравнению с листовой, поэтому листовая сталь применяется редко.

В машинах малой мощности применяют сталь марки 2013 с низким содержанием кремния, достаточно вязкую, позволяющую получать мелкие пазы сложной конфигурации. В машинах средней и большой мощности используют сталь марок 2212, 2311 и 2411 с повышенным содержанием кремния. Эти стали более хрупки, что затрудняет их штамповку, но имеют низкие потери на перемагничивание и не требуют отжига сердечников после штамповки.

В микромашинах широко применяют также магнитопроводы, собранные из листов железоникелевых сплавов типа пермаллой.

Статор асинхронных и большинства синхронных машин состоит из шихтованного магнитопровода (рис. 4.2, а), запрессованного в литую станину (рис. 4.2, б). Поскольку через массивную станину переменный магнитный поток не замыкается, станину можно выполнять из немагнитного материала (алюминия) или ферромагнитного с малой магнитной проницаемостью (чугуна), сравнительно дешевых и хорошо приспособленных к литейной технологии. На внутренней поверхности шихтованного статора, в пазах, располагают обмотку статора.

Ротор асинхронной машины (рис. 4.2, в) обычно состоит из сердечника, набранного из листов электротехнической стали. Сердечник запрессовывают на вал или втулку ротора (при больших размерах машины) и сжимают специальными нажимными шайбами. В пазах, размещенных на наружной поверхности ротора (сходных по форме с пазами статора), располагают обмотку ротора. В синхронных машинах ротор выполняют массивным, так как на нем расположены полюсы

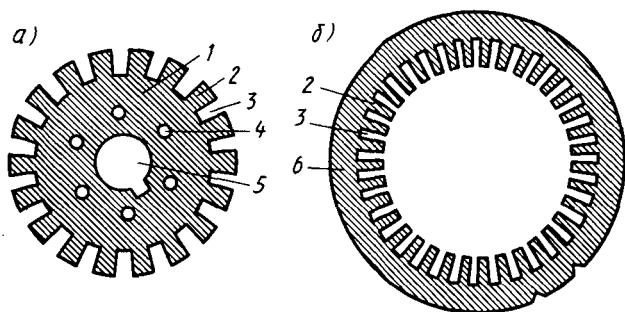


Рис. 4.3. Листы ротора (а) и статора (б):
1 — лист ротора; 2 — зубец; 3 — паз; 4 — вентиляционный канал;
5 — отверстие под вал; 6 — лист статора

с обмотками возбуждения, магнитный поток которых неподвижен относительно ротора. При изготовлении листов ротора и статора в них штампуют пазы (рис. 4.3, а, б) для укладки проводников обмотки ротора и статора, а также вентиляционные каналы для прохода охлаждающего воздуха.

Обмотки статора и ротора. Конфигурация зубцов и пазов (рис. 4.4 и 4.5) зависит от типа машины и ее мощности. В машинах большой мощности обмотки статора и ротора выполняют из проводников прямоугольного сечения. В этом случае используют открытые пазы прямоугольной формы, позволяющие наилучшим образом разместить проводники и обеспечить надежную их изоляцию. В машинах малой и средней мощности обмотки ротора и статора обычно выполняют из провода круглого сечения; в таких машинах применяют полуоткрытые пазы овальной или трапециевидальной формы. В ряде случаев при проводниках прямоугольного

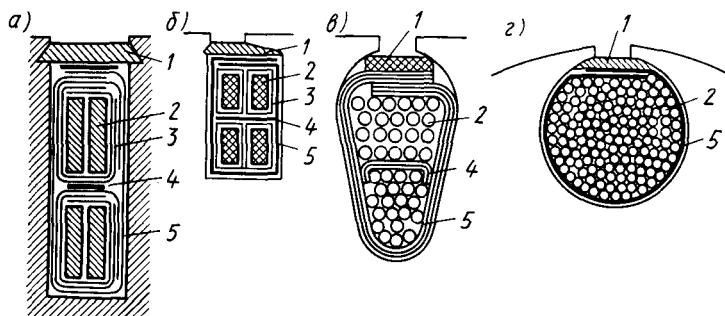


Рис. 4.4. Пазы ротора открытый (а), полуоткрытый (б) и полузакрытый (в, г):
1 — клин; 2 — проводники; 3 — изоляционный слой; 4 — межслойная изоляция; 5 — пазовая изоляция

сечения используют полуоткрытые пазы, уменьшающие магнитное сопротивление слоя «зубцы — пазы — воздушный зазор» по сравнению с открытыми пазами. В микромашинах роторы часто имеют пазы круглой формы; при этом существенно упрощается и удешевляется изготовление штампов.

При укладке проводников в пазы дно и стенки покрывают изоляционным материалом (стеклотканью, лакотканью, син-

тетическими пленками, миканитом и пр.). Проводники, а также их верхний и нижний слои тоже изолируют друг от друга. Чем выше напряжение, при котором работает машина, тем большую электрическую прочность должна иметь изоляция проводников от сердечника ротора или статора. Проводники укрепляют в пазах ротора и статора с помощью клиньев, а на роторе, кроме того, с помощью стеклобандажей, намотанных на лобовые части его обмотки (части обмотки, выходящие из сердечника ротора). В некоторых случаях бандажи располагают и в нескольких местах вдоль сердечника ротора.

Контактные кольца. Для подвода тока к обмотке ротора или подключения к ней реостата на роторе должны быть расположены контактные кольца: три кольца при трехфазном токе и два кольца при постоянном токе. Исключение составляют асинхронные машины с короткозамкнутым ротором, которым контактные кольца не требуются. Токосъем с контактных колец осуществляют с помощью щеток — прямоугольных брусков, изготовленных из смеси угля, графита и порошка металла (меди и свинца). Щетки устанавливают в специальных щеткодержателях и прижимают к контактной поверхности с помощью пружин.

Электрические машины мощностью примерно до 2000 кВт имеют шариковые или роликовые подшипники, расположенные в подшипниковых щитах. При больших мощностях применяют скользящие подшипники.

Электрические машины переменного тока — асинхронные и синхронные, несмотря на различия в устройстве

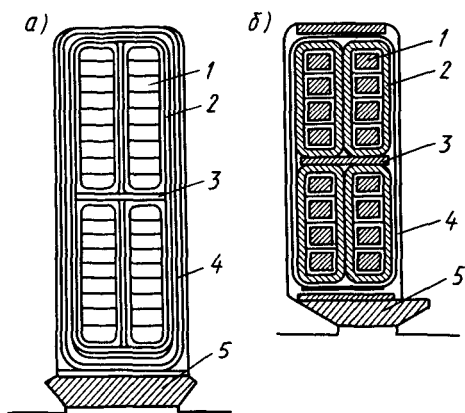


Рис. 4.5. Пазы статора открытый (а), полуоткрытый (б):

1 — проводники; 2 — изоляция слоя; 3 — межслойная изоляция; 4 — изоляция паза; 5 — клин

и конструкции, имеют много общего в принципе работы и теории. В этих машинах при прохождении по обмоткам статора или ротора переменного тока, синусоидально изменяющегося во времени, создается вращающееся магнитное поле. Это поле, в свою очередь, пересекает обмотки статора и ротора (или одну из них) и наводит в них переменную ЭДС. Общность физических процессов обуславливает общность теории и сходность конструкции многофазных обмоток переменного тока и принципов устройства статора асинхронной машины и якоря синхронной машины.

§. 4.2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ВЫПОЛНЕНИЯ МНОГОФАЗНЫХ ОБМОТОК

В электрических машинах переменного тока обмотки размещают в пазах, расположенных на внутренней поверхности статора и на внешней поверхности ротора.

Основные элементы обмоток. Проводники, находящиеся в пазах, соединяют между собой, при этом образуется ряд катушек (рис. 4.6, а). Расположенные в соседних пазах катушки, соединенные последовательно и относящиеся к одной фазе и паре полюсов, образуют катушечную группу. Каждая фаза обмотки AX , BY и CZ^* в общем случае состоит из нескольких соединенных последовательно или параллельно катушечных групп. Параллельное их соединение применяют при больших токах фазы или при необходимости переключения отдельных катушечных групп.

Простейший элемент обмотки — виток (рис. 4.6, б), состоящий из двух проводников 1 и 2, размещенных в пазах, находящихся друг от друга на некотором расстоянии y . Это расстояние называют *шагом обмотки*; оно приблизительно равно одному *полюсному делению* τ , под которым понимают длину дуги, соответствующую одному полюсу:

$$\tau = \pi D / (2p), \quad (4.1)$$

где D — диаметр ротора (для обмоток ротора) или внутренней расточки статора (для обмоток статора); $2p$ — число полюсов.

Полюсное деление τ выражают не только через единицы длины, но и через число пазов:

$$\tau = z / (2p), \quad (4.1a)$$

где z — общее число пазов статора или ротора.

Если $y = \tau$, шаг называют *диаметральным* или *полным*; при $y < \tau$ — *укороченным*, при $y > \tau$ — *удлиненным*. Разность

* При изложении теории электрических машин переменного тока по аналогии с трансформатором приняты следующие обозначения: A , B , C — начала фаз; X , Y , Z — концы фаз.

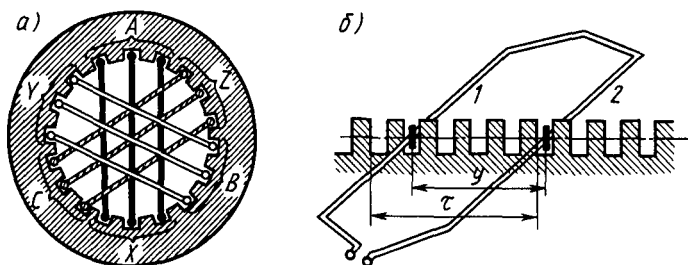


Рис. 4.6. Расположение катушек трехфазной обмотки на статоре (а) и образование витка из двух проводников (б)

$\tau - y$ называют *укорочением*. Часто шаг выражают в относительных единицах в виде $\beta = y/\tau$, а укорочение как $(1 - y/\tau)$.

Расположенные в соседних пазах стороны катушек одной катушечной группы занимают q пазов и образуют фазную зону с углом $\alpha = 2\pi pq/z$. Число пазов, приходящихся на полюс и фазу

$$q = z/(2pm), \quad (4.2)$$

где m — число фаз.

Обычно витки, образованные проводниками, лежащими в одних и тех же пазах, объединяют в одну или две катушки (рис. 4.7); иногда их называют *секциями*. Катушки укладывают таким образом, чтобы в каждом пазу были размещены одна сторона катушки или две стороны разных катушек — одна над другой. В соответствии с этим различают *одно- и двухслойные обмотки*.

В обмотке статора, представленной на рис. 4.6, а, каждая фаза (AX, BY и CZ) состоит из трех катушек, стороны которых расположены в трех смежных пазах, т. е. $q = 3$. В общем случае в трехфазной обмотке на одном полюсном делении расположено $3q$ пазов. При $q = 1$ под каждым полюсом расположено только по одной катушке каждой фазы. Такую обмотку называют *сосредоточенной*.

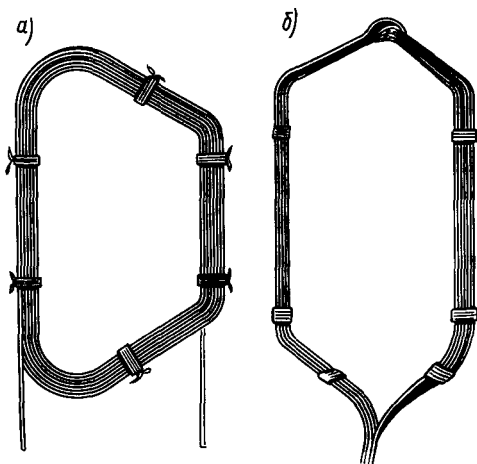


Рис. 4.7. Устройство катушек обмотки статора при однослойной (а) и двухслойной (б) обмотках

Как показано ниже, обычно $q > 1$; при этом обмотку называют *распределенной*.

Обмотки в большинстве случаев выполняют с целым числом пазов на полюсах и фазах. Фазные зоны в трехфазной машине равны $\pi/3$ или $2\pi/3$. Однофазные обмотки выполняют с фазной зоной $\alpha = 120^\circ$, т. е. с заполнением $2/3$ пазов, а двухфазные обмотки с $\alpha = 90^\circ$.

§ 4.3. МАГНИТОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Магнитодвижущая сила (МДС) всех обмоток переменного тока, расположенных на статоре или роторе электрической машины, должна создавать в ее воздушном зазоре вращающееся магнитное поле. Для этого каждая из обмоток, питающаяся от синусоидально изменяющегося напряжения, должна иметь МДС, синусоидально распределенную в пространстве, т. е. по расточке статора или по окружности ротора. Несоблюдение этих условий, т. е. питание от несинусоидального напряжения или несинусоидальное распределение МДС, приводит к появлению высших гармонических в кривой распределения магнитного потока, что ведет к ухудшению энергетических показателей машины.

Будем считать, что обмотки получают питание от источника напряжения чисто синусоидальной формы. Выясним, как должна быть выполнена обмотка переменного тока, чтобы распределение ее МДС было синусоидальным.

Магнитодвижущая сила сосредоточенной обмотки. Рассмотрим двухполюсную машину с простейшей сосредоточенной обмоткой (рис. 4.8, а), у которой все витки, включенные в фазу $A\bar{X}$, находятся в пазах, расположенных в диаметральной плоскости. При прохождении тока от начала фазы A к ее концу X возникает двухполюсный магнитный поток, силовые линии которого направлены, как показано на рис. 4.8, а. Каждая силовая линия этого потока сцеплена со всеми витками и катушки данной фазы, поэтому

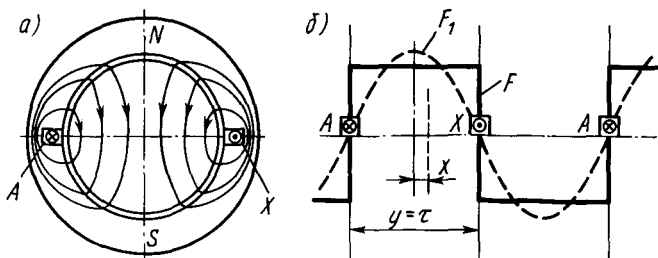


Рис. 4.8. Схема двухполюсной машины с сосредоточенной обмоткой (а) и диаграмма распределения ее МДС (б)

создаваемая катушкой МДС $F_k = \sum i = iw$. При максимальном значении тока в катушке эта МДС также имеет максимальное значение: $F_{km} = I_m w = \sqrt{2} I w$.

Примем, что вся указанная МДС расходуется на преодоление магнитного сопротивления воздушных зазоров, т. е. что магнитное сопротивление ферромагнитных участков магнитной цепи машины равно нулю. При этом распределение МДС вдоль окружности статора имеет прямоугольную форму (рис. 4.8, б). Во всех точках воздушного зазора действует неизменная МДС: $F = 0,5 F_k$; при переходе через середину пазов знак ее изменяется в соответствии с изменением полярности статора на данном участке.

Прямоугольное распределение МДС можно разложить в ряд Фурье и представить в виде суммы синусоид. При этом для момента времени, соответствующего максимальному току в катушке, имеем

$$F_x = (\sqrt{2}/2) I w (4/\pi) [\cos \pi x / \tau + (1/3) \cos 3\pi x / \tau + (1/5) \cos 5\pi x / \tau + \dots + (1/n) \cos n\pi x / \tau], \quad (4.3)$$

где x — расстояние от оси симметрии обмотки, называемой *осью фазы* (рис. 4.8, б).

Следовательно, при максимальном значении тока амплитуда первой гармонической МДС для сосредоточенной обмотки

$$F_1 = (2\sqrt{2}/\pi) I w \approx 0,9 I w. \quad (4.4)$$

Разложение в ряд Фурье позволяет количественно оценить отклонение кривой МДС от синусоидальной формы. При сосредоточенной обмотке это отклонение очень велико, поэтому такая обмотка получила ограниченное применение.

Магнитодвижущая сила распределенной обмотки. Для улучшения формы кривой распределения поля обмотку каждой фазы размещают в нескольких пазах. Это улучшает и условия охлаждения обмотки.

На рис. 4.9, а показана двухполюсная машина с обмоткой фазы, расположенной в шести пазах (при $q=3$). Магнитодвижущую силу распределенной обмотки можно определить как сумму МДС трех сосредоточенных катушек с числом витков в каждом $w' = w/3$, сдвинутых в пространстве на угол $\alpha = \pi b / \tau$, где b — расстояние между осями соседних пазов. Форма распределения результирующей МДС получается в этом случае ступенчатой (рис. 4.9, б). При максимальном значении тока в фазе катушки, расположенные в пазах 2—2', 3—3' и 1—1', создают в воздушном зазоре следующие значения МДС:

$$F_{п2x} = (0,9 I w / 3) [\cos(\pi x / \tau) + (1/3) \cos(3\pi x / \tau) + (1/5) \cos(5\pi x / \tau) + \dots];$$

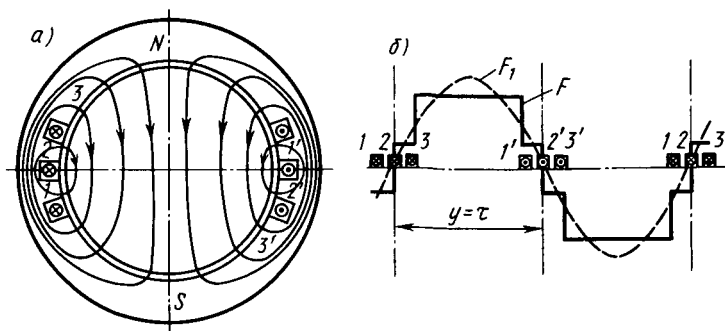


Рис. 4.9. Схема двухполюсной машины с распределенной обмоткой (а) и диаграмма распределения ее МДС (б)

$$F_{п3x} = (0,9Iw/3) \{ \cos[\pi(x-b)/\tau] + (1/3) \cos[3\pi(x-b)/\tau] + (1/5) \cos[5\pi(x-b)/\tau] + \dots \};$$

$$F_{п1x} = (0,9Iw/3) \{ \cos[\pi(x+b)/\tau] + (1/3) \cos[3\pi(x+b)/\tau] + (1/5) \cos[5\pi(x+b)/\tau] + \dots \}.$$

Аналитическое выражение для результирующего распределения МДС обмотки можно получить суммированием МДС каждой из катушек. Наиболее удобно это сделать, изобразив векторами пространственные гармонические МДС.

Амплитудные значения первой, третьей и других гармонических результирующей МДС можно определить путем векторного сложения амплитуд соответствующих гармонических МДС $\dot{F}_{п1x}$, $\dot{F}_{п2x}$, $\dot{F}_{п3x}$ отдельных катушек (рис. 4.10). При этом следует учитывать, что первые гармонические МДС $\dot{F}_{п1x}$, $\dot{F}_{п2x}$, $\dot{F}_{п3x}$ сдвинуты одна относительно другой на угол $\alpha = \pi b/\tau$, третьи — на угол 3α и т. п.

Амплитудное значение первой гармонической результирующей МДС $F_1 = 2R \sin(q\alpha/2)$, где R — радиус окружности, описанной вокруг векторов $\dot{F}_{п11}$, $\dot{F}_{п21}$, $\dot{F}_{п31}$, определяемый из условия $2R \sin(\alpha/2) = F_{п11} = F_{п21} = F_{п31} = 0,9Iw/3$.

Таким образом (рис. 4.10, а),

$$F_1 = (0,9Iw/3) \sin(q\alpha/2) / \sin(\alpha/2), \quad (4.5)$$

или в более общем виде (заменяя число 3 в знаменателе значением q)

$$F_1 = 0,9Iw \sin(q\alpha/2) / [q \sin(\alpha/2)]. \quad (4.5a)$$

Сравнивая (4.5a) и (4.4), можно установить, что амплитуда первой гармонической результирующей МДС при распределенной обмотке отличается от соответствующего значения при сосредоточенной обмотке только множителем

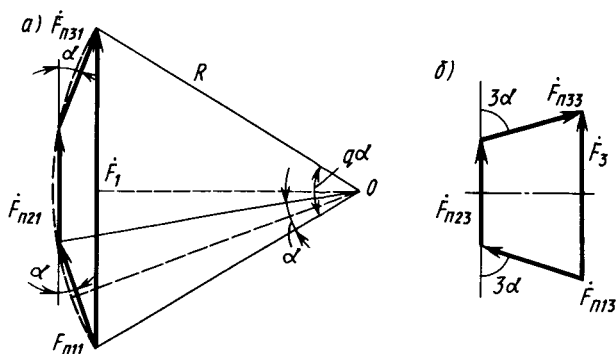


Рис. 4.10. Диаграмма сложения векторов МДС катушек статора при распределенной обмотке (а, б)

$$k_{p1} = \sin(q\alpha/2) / [q\sin(\alpha/2)], \quad (4.6)$$

называемым коэффициентом распределения обмотки для первой гармонической. Этот коэффициент равен отношению векторной суммы МДС, создаваемых катушками, расположенными во всех пазах данной фазы, к их алгебраической сумме.

При векторном сложении амплитудных значений третьих гармонических МДС катушек $\dot{F}_{n13}$, $\dot{F}_{n23}$, $\dot{F}_{n33}$ (рис. 4.10, б) амплитуда результирующей МДС $\dot{F}_3$ возрастает не так сильно, как МДС $\dot{F}_1$, т. е. для третьих гармонических отношение амплитуд результирующей МДС к МДС одной катушки значительно меньше, чем для первых гармонических. Это относится также ко всем высшим гармоническим МДС. Следовательно, распределение обмотки по нескольким пазам ослабляет высшие гармонические в кривой результирующей МДС и улучшает форму поля в воздушном зазоре, приближая ее к синусоиде. В общем случае для v -й гармонической коэффициент распределения обмотки

$$k_{pv} = \sin(qv\alpha/2) / [qv\sin(v\alpha/2)], \quad (4.7)$$

где $v\alpha$ — угол сдвига между v -ми гармоническими МДС отдельных катушек.

Магнитодвижущая сила при укорочении шага обмотки. Из приведенных данных следует, что при распределении обмотки происходит сильное ослабление ряда высших гармонических (пятой, седьмой). Но некоторые гармонические ослабляются незначительно. Поэтому часто наряду с распределением применяют укорочение шага обмотки, т. е. расстояние y между сторонами каждой катушки берут меньшим полюсного деления τ . В этом случае обмотку выполняют двухслойной, причем одна сторона каждой катушки находится в нижнем слое, а другая — в верхнем.

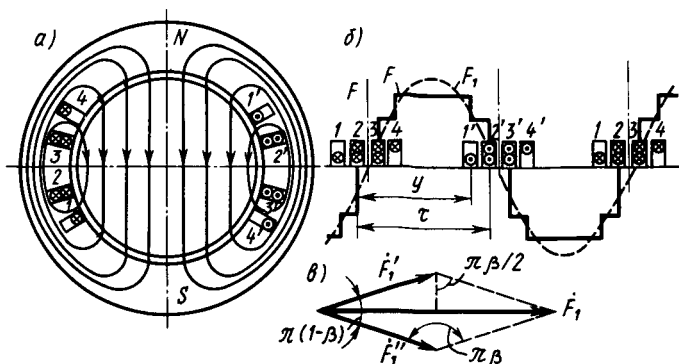


Рис. 4.11. Схема двухполюсной машины с двухслойной обмоткой с укороченным шагом (а) и диаграммы распределения ее МДС (б, в)

В качестве примера на рис. 4.11, а показано расположение двухслойной обмотки в пазах двухполюсной машины при $q=3$. Обмотка каждой фазы состоит из шести катушек. Стороны первой, второй и третьей катушек лежат в нижних слоях пазов 1, 2 и 3' и в верхних слоях пазов 2', 3' и 4'. Стороны четвертой, пятой и шестой катушек — в верхних слоях 2, 3 и 4 и в нижних слоях пазов 1', 2' и 3'. Распределение МДС вдоль окружности статора для этой обмотки приведено на рис. 4.11, б.

Магнитодвижущую силу F_x распределенной обмотки с укороченным шагом можно определить как сумму МДС F'_x и F''_x двух распределенных обмоток с диаметральной обмоткой и числом витков $w'=w/2$, сдвинутых относительно друг друга на угол $\pi(1-\beta)$, где $\beta=y/\tau$ — относительный шаг. Одна из этих обмоток состоит из трех катушек, расположенных в нижних слоях пазов: 1—1', 2—2', 3—3'; вторая обмотка — из трех катушек, расположенных в верхних слоях пазов: 2—2', 3—3' и 4—4'. Амплитуда первой гармонической результирующей МДС F_1 находится путем векторного сложения амплитуд первых гармонических МДС F'_1 и F''_1 указанных обмоток (рис. 4.11, в), значение которых при максимальном значении тока в фазе $F'_1 = F''_1 = 0,45 I w k_{p1}$. При этом

$$F_1 = 2F'_1 \sin(\pi\beta/2) = 0,9 I w k_{p1} k_{y1}, \quad (4.8)$$

где

$$k_{y1} = \sin(\pi\beta/2) \quad (4.9)$$

— коэффициент укорочения.

Для высших гармонических сдвиг по фазе между МДС указанных двух обмоток равен $\nu\pi(1-\beta)$. При этом коэффициент укорочения

$$k_{yv} = \sin(v\pi\beta/2). \quad (4.9a)$$

Поскольку для высших гармонических $v > 1$, для некоторых из них $k_{yv} \ll 1$. Следовательно, укорочение шага обмоток улучшает форму распределения кривой МДС. Выбирая соответствующее укорочение шага обмотки, можно полностью уничтожить одну из высших гармонических, для которой $v\pi(1-\beta) = \pi$.

Таким образом, распределение обмотки по нескольким пазам и укорочение ее шага способствуют приближению кривой распределения МДС, следовательно, и кривой распределения индукции к синусоидальной форме.

§. 4.4 МАГНИТНОЕ ПОЛЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

В зависимости от типа применяемых обмоток в электрической машине может возникать пульсирующее или вращающееся магнитное поле (круговое или эллиптическое).

Пульсирующее поле. При питании однофазной обмотки переменным током возникает магнитное поле, пульсирующее во времени с частотой изменения тока. В этом случае при синусоидальном распределении МДС (рис. 4.12) в каждой точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии x от оси обмотки, действует МДС

$$F_x = F_0 \cos(\pi x / \tau) = F_m \sin \omega t \cos(\pi x / \tau), \quad (4.10)$$

где $F_0 = F_m \sin \omega t$ — МДС в точке, расположенной на оси обмотки.

Выражение (4.10) можно преобразовать к виду

$$F_x = 0,5 F_m \sin(\omega t - \pi x / \tau) + 0,5 F_m \sin(\omega t + \pi x / \tau). \quad (4.11)$$

Каждый из членов правой части (4.11) представляет собой уравнение бегущей (или вращающейся) волны МДС. Следовательно, пульсирующее магнитное поле, синусоидально распределенное в пространстве, можно представить в виде

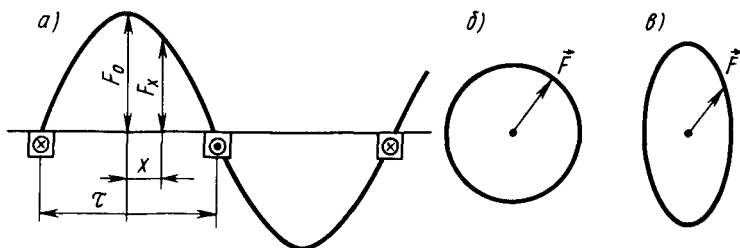


Рис. 4.12. Диаграмма распределения МДС в воздушном зазоре (а) и годографы пространственного вектора МДС при круговом (б) и эллиптическом (в) полях

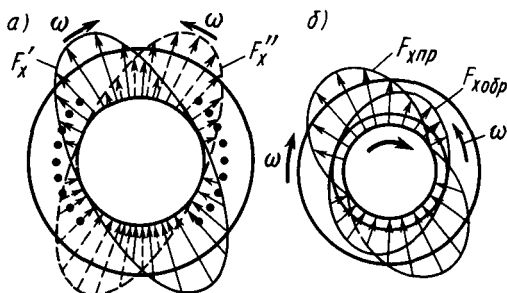


Рис. 4.13. Вращающиеся магнитные поля однофазной (а) и двухфазной обмоток при несимметричном питании (б)

суммы двух магнитных полей, вращающихся в противоположных направлениях (рис. 4.13). При этом бегущие волны МДС, создающие эти магнитные поля,

$$\begin{aligned} F'_x &= 0,5F_m \sin(\omega t - \pi x/\tau); F''_x = \\ &= 0,5F_m \sin(\omega t + \pi x/\tau). \end{aligned} \quad (4.12)$$

В каждом из этих полей максимальные значения МДС в различные моменты времени остаются неизменными. Следовательно, если каждое из этих полей представить в виде пространственного вектора МДС $\vec{F}$ (рис. 4.12, б), то конец его будет описывать окружность. Такое поле называют *круговым*.

Круговое вращающееся поле. При круговом поле электрическая машина имеет лучшие показатели (КПД, $\cos\phi$ и т. д.), чем при других видах вращающегося магнитного поля. Поэтому обычно машины выполняют так, чтобы можно было создать круговое поле.

В трехфазной машине на статоре расположена симметричная трехфазная обмотка (рис. 4.14), у которой оси фаз AX , BY и CZ сдвинуты в пространстве на угол 120° ; при питании ее симметричным трехфазным током получим круговое вращающееся магнитное поле. На рис. 4.14 для простоты фазы обмотки показаны сосредоточенными, но распределение МДС, образуемое каждой фазой, следует считать синусоидальным. Ввиду того что в рассматриваемой обмотке фазы AX , BY и CZ смещены в пространстве на $2\pi/3$, а токи в них сдвинуты во времени на угол $2\pi/3$, получим следующие выражения для составляющих МДС в точке x от каждой из фаз:

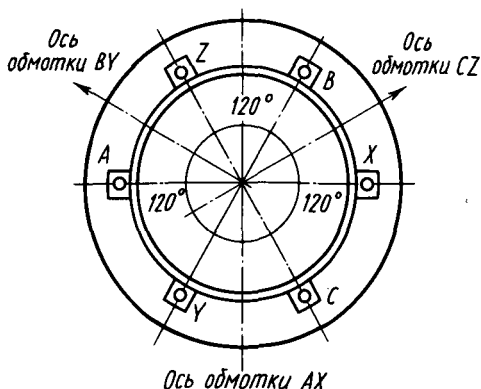


Рис. 4.14. Расположение обмоток фаз на статоре двухполюсной трехфазной машины

$$\begin{aligned}
 F_{xA} &= F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau} = \frac{F_m}{2} \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) + \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} \right); \\
 F_{xB} &= F_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{2\pi}{3} \right) = \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) + \\
 &\quad + \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3} \right); \\
 F_{xC} &= F_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \cos \left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3} \right) = \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) + \\
 &\quad + \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} + \frac{4\pi}{3} \right).
 \end{aligned}$$

Результирующую МДС в точке x можно получить путем сложения отдельных ее составляющих F_{xA} , F_{xB} , F_{xC} . При этом обратнорвращающиеся волны МДС исчезают, а результирующая МДС

$$F_{\text{рез}} = 1,5 F_m \sin(\omega t - \pi x / \tau). \quad (4.13)$$

В двухфазной машине круговое вращающееся поле возникает в случае, если оси фаз $A\bar{X}$ и $B\bar{Y}$ (рис. 4.15, а) сдвинуты в пространстве на половину полюсного деления τ , т. е. на 90° , а питающие напряжения (токи отдельных фаз $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$) (рис. 4.15, б) сдвинуты во времени на угол 90° ($\dot{I}_B = \pm j \dot{I}_A$). Для составляющих МДС, образуемых этими токами, получим следующие выражения:

$$F_{xA} = F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau} = \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) + \frac{F_m}{2} \sin \left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} \right);$$

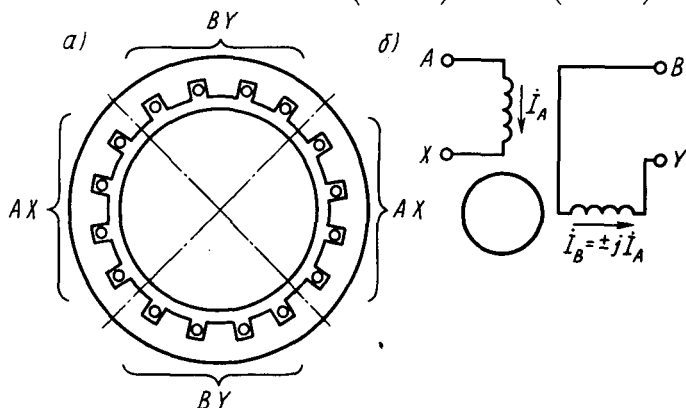


Рис. 4.15. Схема двухполюсной двухфазной машины (б) и расположение на статоре обмоток ее фаз (а)

$$F_{xB} = F_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{F_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \\ + \frac{F_m}{2} \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau} - \pi\right).$$

При этом уравнение бегущей волны принимает вид

$$F_{\text{рез}} = F_{xA} + F_{xB} = F_m \sin(\omega t - \pi x / \tau). \quad (4.14)$$

В общем случае, при числе фаз $m > 2$, их оси должны быть сдвинуты так, чтобы между ближайшими фазами сдвиг в электрических градусах составлял $\alpha_{\text{эл}} = 2\pi/m$. Поскольку геометрические и электрические градусы связаны соотношением $\alpha_{\text{эл}} = r\alpha_{\text{geom}}$, для образования кругового вращающегося поля оси соседних фаз должны быть сдвинуты в пространство на угол $\alpha_{\text{geom}} = 2\pi/mr$. Токи фаз должны быть сдвинуты во времени на угол $2\pi/m$.

При рассмотрении условий создания кругового вращающегося поля предполагалось, что все фазы обмотки одинаковы, т. е. имеют одно и то же число витков, выполнены проводом одинакового сечения (т. е. имеют одинаковое сопротивление и индуктивность) и получают питание от симметричной многофазной системы напряжения. Если числа витков обмоток отдельных фаз не равны, то для создания кругового вращающегося поля нужно так подобрать значения питающих напряжений, чтобы МДС каждой из обмоток были равны между собой. Если оси двух фаз не смещены на требуемый угол α , то для создания кругового вращающегося поля требуется питать обмотку от несимметричной системы напряжений. Этот случай крайне редок и в дальнейшем рассматриваться не будет.

Свойства кругового вращающегося поля. Из формулы $F_x = 1,5F_m \sin(\omega t - \pi x / \tau)$, справедливой для кругового поля, можно вывести основные свойства кругового вращающегося поля.

1. За один период T магнитное поле проходит пару полюсов. Это можно доказать, определив координату точки x , в которой МДС максимальна: $F_x = 1,5F_m$. Для этого положим $\sin(\omega t - \pi x / \tau) = 1$, откуда следует $(\omega t - \pi x / \tau) = \pi/2$ и

$$x = \tau(\omega t - 0,5\pi)/\pi. \quad (4.15)$$

При этом линейная скорость перемещения бегущей волны МДС

$$v = dx/dt = \omega\tau/\pi = 2f\tau = 2\tau/T.$$

2. Частота вращения бегущей волны МДС (частота вращения магнитного поля)

$$n_1 = 60v/\pi D = 60 \cdot 2f\tau/\pi D = 60f/p. \quad (4.16)$$

Следовательно, при постоянной частоте тока в питающей сети частота вращения магнитного поля определяется только числом полюсов машины.

3. Максимумы результирующих волн МДС и индукции всегда совпадают с осью той фазы, в которой ток имеет максимум. Это положение легко проверить, задаваясь величиной ωt , соответствующей максимуму тока в фазе, и определяя по (4.15) координату точки x , в которой МДС F'_x максимальна. Например, положим, что максимум тока имеет место в фазе AX (рис. 4.14), т. е. $\omega t = \pi/2$. Из формулы (4.15) находим, что $x=0$, т. е. максимум магнитодвижущей силы совпадает с осью фазы AX , принятой за точку отсчета.

4. Магнитное поле перемещается в сторону оси той фазы, в которой ожидается ближайший максимум. Это свойство непосредственно следует из предыдущего свойства.

5. Для изменения направления вращения поля необходимо изменить порядок чередования тока в фазах. В трехфазных машинах для этого следует поменять местами провода, подводящие ток из трехфазной сети к двум любым фазам обмотки. В двухфазных машинах нужно переключить провода, присоединяющие одну из фаз обмотки к сети.

Эллиптическое поле. Круговое вращающееся магнитное поле возникает при симметрии токов, проходящих по фазам (симметрии МДС катушек отдельных фаз), симметричном расположении этих фаз в пространстве, сдвиге во времени между фазными токами, равном пространственному сдвигу между фазами и синусоидальном распределении индукции в воздушном зазоре машины вдоль окружности статора (ротора). При несоблюдении хотя бы одного из указанных условий возникает не круговое, а эллиптическое вращающееся поле, у которого максимальное значение результирующей магнитодвижущей силы и индукции для различных моментов времени не остается постоянным, как при круговом поле. В таком поле пространственный вектор МДС описывает эллипс (см. рис. 4.12, в).

Для удобства анализа явлений в машине электрическое поле разлагают методом симметричных составляющих на два круговых: *поле прямой последовательности*, вращающееся в ту же сторону, что и результирующее поле, и *поле обратной последовательности* (обратное поле), вращающееся в противоположную сторону.

Допустим, что в двухфазной машине с обмотками, сдвинутыми на угол 90° (рис. 4.15, а, б), МДС F_B фазы BY опережает МДС F_A фазы AX на какой-то угол $\alpha \neq \pi$, т. е.

$$F_A = F_{m1} \sin \omega t; F_B = F_{m2} \sin(\omega t + \alpha). \quad (4.17)$$

В общем случае $F_{m1} \neq F_{m2}$.

Представим каждый из векторов МДС $\dot{F}_A$ и $\dot{F}_B$ в виде суммы двух векторов прямой и обратной последовательностей:

$$\dot{F}_A = \dot{F}_{A\text{пр}} + \dot{F}_{A\text{обр}}; \quad \dot{F}_B = \dot{F}_{B\text{пр}} + \dot{F}_{B\text{обр}}. \quad (4.18)$$

При этом $\dot{F}_{A\text{пр}} = -j\dot{F}_{B\text{пр}}$; $\dot{F}_{A\text{обр}} = +j\dot{F}_{B\text{обр}}$. Векторы $\dot{F}_{A\text{пр}}$ и $\dot{F}_{B\text{пр}}$ образуют систему МДС прямой последовательности, причем вектор $\dot{F}_{B\text{пр}}$ опережает вектор $\dot{F}_{A\text{пр}}$ на угол $\pi/2$. Векторы $\dot{F}_{A\text{обр}}$ и $\dot{F}_{B\text{обр}}$ образуют систему векторов обратной последовательности, причем вектор $\dot{F}_{B\text{обр}}$ отстает от вектора $\dot{F}_{A\text{обр}}$ на угол $\pi/2$. В соответствии с порядком чередования максимумов МДС в фазах результирующее круговое магнитное поле прямой последовательности вращается в сторону, противоположную полю обратной последовательности.

Величины векторов МДС прямой и обратной последовательностей определяют из уравнений (4.18), в которых значения $\dot{F}_{A\text{пр}}$ и $\dot{F}_{A\text{обр}}$ заменяют на $-j\dot{F}_{B\text{пр}}$ и $+j\dot{F}_{B\text{обр}}$:

$$\dot{F}_A = -j\dot{F}_{B\text{пр}} + j\dot{F}_{B\text{обр}}; \quad (4.19)$$

$$\dot{F}_B = \dot{F}_{B\text{пр}} + \dot{F}_{B\text{обр}}. \quad (4.19a)$$

Умножая левую и правую части (4.19) на j , запишем

$$j\dot{F}_A = \dot{F}_{B\text{пр}} - \dot{F}_{B\text{обр}}. \quad (4.19b)$$

Складывая (4.19a) и (4.19b), получают

$$\dot{F}_{B\text{пр}} = 0,5(\dot{F}_B + j\dot{F}_A). \quad (4.20)$$

Аналогично, вычитая (4.19b) из (4.19a), находят

$$\dot{F}_{B\text{обр}} = 0,5(\dot{F}_B - j\dot{F}_A). \quad (4.20a)$$

Из (4.18) получим

$$\dot{F}_{A\text{пр}} = 0,5(\dot{F}_A - j\dot{F}_B); \quad \dot{F}_{A\text{обр}} = 0,5(\dot{F}_A + j\dot{F}_B). \quad (4.20b)$$

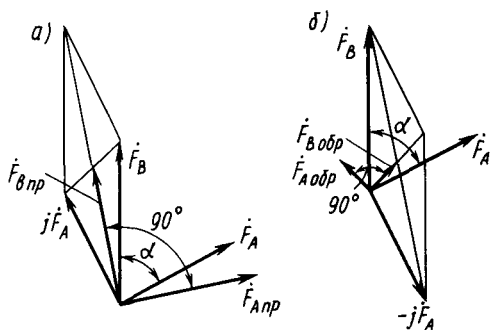
На рис. 4.16 показано графическое разложение векторов $\dot{F}_A$ и $\dot{F}_B$ на систему векторов прямой и обратной последовательностей в соответствии с формулами (4.19)...(4.20b). Так как $\dot{F}_{B\text{пр}} = \dot{F}_{A\text{пр}} = \dot{F}_{\text{пр}}$ и $\dot{F}_{B\text{обр}} = \dot{F}_{A\text{обр}} = \dot{F}_{\text{обр}}$, то уравнение бегущей волны для прямого и обратного круговых полей имеет соответственно вид

$$F_{x\text{пр}} = F_{\text{пр}} \sin(\omega t - \pi x/\tau); \quad F_{x\text{обр}} = F_{\text{обр}} \sin(\omega t + \pi x/\tau). \quad (4.21)$$

Суммарные МДС полей, вращающихся в противоположные стороны, т. е. $F_{x\text{пр}}$ и $F_{x\text{обр}}$, имеют различные значения (см. рис. 4.13, б), поэтому результирующее поле машины не пульсирующее, а вращающееся. В этом поле максимальное значение результирующей МДС в различные моменты времени не остается постоянным, как при круговом поле, т. е. поле эллиптическое.

Таким образом, метод симметричных составляющих позволяет привести сравнительно сложное эллиптическое

Рис. 4.16. Диаграмма разложения векторов МДС двухфазной обмотки на систему векторов прямой (а) и обратной (б) последовательностей



поле к двум простейшим круговым полям, вращающимся в противоположные стороны с частотой $n_1 = 60 f/p$.

При несимметричном питании трехфазных машин токи и МДС можно определить так же, как и в двухфазных машинах. В этом случае фазные МДС следует разлагать на три составляющие (прямой, обратной и нулевой последовательности), из которых вращающиеся магнитные поля создают только первые две составляющие.

§ 4.5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИЕ СИЛЫ, ИНДУЦИРУЕМЫЕ В ОБМОТКАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Вращающееся магнитное поле пересекает обмотки статора и ротора, индуцируя в них переменную ЭДС. Выведем формулу, определяющую связь ЭДС с параметрами вращающегося магнитного поля.

Электродвижущая сила сосредоточенной обмотки. На рис. 4.17 изображена развертка статора, на которой показана сосредоточенная обмотка одной фазы AX и распределение результирующей индукции $B_{рез}$ вдоль окружности статора для момента, когда ток в данной фазе имеет максимум*. В этом случае максимум кривой результирующей индукции совпадает с осью фазы AX .

В исходном положении с обмоткой фазы AX сцеплен поток $\Phi_{рез} = \Phi_m$. Через полупериод волна результирующей индукции перемещается на одно полюсное деление (штриховая линия) и с обмоткой сцепляется поток — Φ_m . Среднее значение ЭДС за полупериод

$$E_{ср} = w_{\Phi} \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} = w_{\Phi} \frac{\Phi_m - (-\Phi_m)}{T/2} = 4 w_{\Phi} \frac{\Phi_m}{T} = 4 f w_{\Phi} \Phi_m, \quad (4.22)$$

где w_{Φ} — число витков в фазе.

* Принимается, что результирующий поток, создаваемый всеми фазными обмотками, имеет синусоидальную форму.

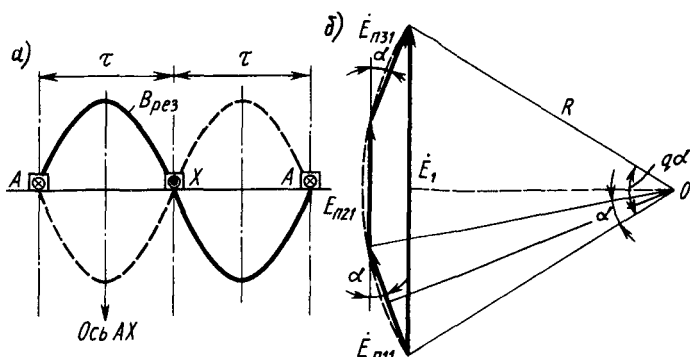


Рис. 4.17. Диаграммы распределения вдоль окружности статора многофазной машины волны результирующей индукции (а) и сложения векторов ЭДС, индуцированных в катушках распределенной обмотки статора (б)

Действующее значение ЭДС

$$E_1 = k_\phi E_{cp} = 4,44 f w_\phi \Phi_m, \quad (4.23)$$

где $k_\phi = 1,11$ — коэффициент формы кривой для синусоиды.

Таким образом, действующее значение ЭДС, индуцированной вращающимся магнитным полем в сосредоточенной обмотке, определяется по той же формуле, что и для трансформатора.

Электродвижущая сила распределенной обмотки при укорочении шага. Если обмотка распределена и находится в нескольких пазах (что обычно имеет место), то ЭДС в отдельных катушках сдвинуты по фазе и их нужно складывать векторно. Векторное сложение ЭДС (рис. 4.17, б) осуществляется так же, как и векторное сложение МДС (рис. 3.10, б). Следовательно, результирующая ЭДС распределенной обмотки

$$E_1 = 4,44 f w_\phi k_{p1} \Phi_m. \quad (4.24)$$

Укорочение шага обмотки влияет на ЭДС так же, как и на МДС: ЭДС, индуцируемые в двух сторонах витка, оказываются сдвинутыми друг относительно друга по фазе на угол $\pi\beta$. При этом результирующая ЭДС распределенной обмотки при укорочении шага

$$E_1 = 4,44 f_1 w_\phi k_p k_y \Phi_m. \quad (4.25)$$

Влияние скоса пазов. В некоторых машинах применяют скос пазов на роторе или статоре на некоторый угол γ . Скос пазов эквивалентен равномерному распределению обмотки по дуге, соответствующей углу γ . Поэтому, полагая в (3.5а) $q\alpha = \gamma$ и $q\sin(\alpha/2) = \gamma/2$, получают коэффициент скоса пазов для первой и высших гармонических ЭДС:

$$k_{c1} = (\sin \gamma/2)/(\gamma/2); \quad k_{cv} = (\sin v\gamma/2)/(v\gamma/2). \quad (4.26)$$

Коэффициент скоса пазов для высших гармонических меньше, чем для первой гармонической, поэтому *скос пазов также способствует приближению формы кривой ЭДС к синусоидальной.*

Обмоточный коэффициент. Произведение коэффициентов распределения, укорочения шага и скоса пазов называют *обмоточным коэффициентом*. Следовательно, обмоточный коэффициент для v -й гармонической

$$k_{\text{об}v} = k_{pv} k_{cv} k_{yv}. \quad (4.27)$$

Этот коэффициент показывает, *насколько уменьшается ЭДС обмотки переменного тока вследствие ее распределения по нескольким пазам, укорочения шага и скоса пазов по сравнению с сосредоточенной обмоткой.* При этом общая формула для ЭДС принимает вид

$$E_1 = 4,44 f w_{\Phi} k_{\text{об}} \Phi_m. \quad (4.28)$$

Ниже приведены значения коэффициентов распределения k_p , укорочения шага k_y и обмоточного коэффициента $k_{\text{об}}$, вычисленных для обмотки, имеющей $q=3$; $\alpha=20^\circ$; $y/\tau=7/9$:

Номер гармонической	1	3	5	7	9	
k_p	0,960	0,667	0,217	0,177	0,333	
k_y	0,940	0,500	0,174	0,766	1,000	
$k_{\text{об}}$	0,902	0,333	0,038	0,135	0,333	
Номер гармонической	11	13	15	17	19	21
k_p	0,177	0,217	0,667	0,96	0,96	0,667
k_y	0,766	0,174	0,500	0,94	0,94	0,500
$k_{\text{об}}$	0,135	0,038	0,333	0,902	0,902	0,333

Распределение обмотки по нескольким пазам, укорочение ее шага и скос пазов позволяют получить практически синусоидальную ЭДС даже при не вполне синусоидальном потоке. Из данных, приведенных выше, следует, что при $q=3$, $\alpha=20^\circ$ и $y/\tau=7/9$ амплитудные значения высших гармонических ЭДС малы по сравнению с первой. Их отношения для пятой, седьмой и девятой гармонических при прямоугольной форме магнитного потока составляют:

$$E_5/E_1 = (1/5) k_{\text{об}5}/k_{\text{об}1} = 0,0084; \quad E_7/E_1 = (1/7) k_{\text{об}7}/k_{\text{об}1} = 0,025;$$

$$E_9/E_1 = (1/9) k_{\text{об}9}/k_{\text{об}1} = 0,041.$$

Третья гармоническая ЭДС имеет наибольшее значение:

$$E_3/E_1 = (1/3) k_{\text{об}3}/k_{\text{об}1} = 0,123.$$

Однако в трехфазных электрических машинах третьи и кратные им гармонические ЭДС, индуцированные во всех фазах, совпадают по времени, как в трехфазном

трансформаторе (см. § 2.11). При соединении обмотки статора по схеме «звезда» (Y) эти гармонические во всех фазах имеют одинаковое направление и взаимно компенсируются, вследствие чего в линейных напряжениях они отсутствуют. При соединении обмотки статора по схеме «треугольник» (Δ) ЭДС третьих и кратных им гармонических, суммируясь, образуют в замкнутом контуре токи соответствующей частоты, которые не выходят во внешнюю сеть. Следовательно, и в рассматриваемом случае линейные напряжения не содержат гармонических, кратных трем. Однако во избежание излишнего нагрева и увеличения потерь мощности, создаваемых этими токами, *в трехфазных машинах большой и средней мощности соединение обмоток по схеме Δ не следует применять.*

Таким образом, при конструировании обмоток в большинстве случаев необходимо принимать меры для уменьшения пятой и седьмой гармонических, которые оказывают наиболее сильное влияние. Как было указано выше, это достигается путем укорочения шага. При укорочении шага на $1/5$ полюсного деления ($y=0,8\tau$) исчезает пятая гармоническая в кривой ЭДС; при укорочении шага на $1/7$ полюсного деления ($y=0,856\tau$) исчезает седьмая гармоническая. Обычно укорочение шага выбирают в пределах между $1/5$ и $1/7$ полюсного деления, что обеспечивает значительное уменьшение пятой и седьмой гармонических. В некоторых одно- и двухфазных микромашинах, а также машинах малой мощности для уменьшения третьих гармонических ЭДС иногда применяют укорочение шага на $1/3$ полюсного деления.

Формулу (4.27) используют для определения ЭДС, индуцированных в обмотках статора и ротора электрической машины. При этом берут соответствующие числа витков обмотки и обмоточные коэффициенты. При неподвижном роторе частота тока в его обмотке f_2 равна частоте тока в обмотке статора f_1 , и соотношение между ЭДС статора E_1 и ротора E_2 определяется в основном соотношением их чисел витков (как и в трансформаторе): $E_1/E_2 = k_{\phi 1} w_1 / (k_{\phi 2} w_2) \approx w_1/w_2$, где w_1 и w_2 — числа витков в фазе статора и ротора; $k_{\phi 1}$ и $k_{\phi 2}$ — соответствующие обмоточные коэффициенты.

Если ротор вращается, то $f_1 \neq f_2$ и соотношение между величинами E_1 и E_2 изменяется.

§ 4.6. СХЕМЫ ОБМОТОК МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Обмотки, применяемые в электрических машинах, классифицируются по конструкции катушек и по расположению их в пазах.

Виды обмоток. По конструкции катушек обмотки подразделяют на всыпные с мягкими катушками и обмотки с жесткими катушками или полукатушками. Мягкие катушки изготовляют из круглого изолированного провода. Для придания требуемой формы их предварительно наматывают на шаблоны, а затем укладывают в изолированные трапецидальные пазы (см. рис. 4.4, в, г и 4.5, в); междуфазовые изоляционные прокладки устанавливают в процессе укладки обмотки. Затем катушки укрепляют в пазах с помощью клиньев или крышек, придают им окончательную форму (формируют лобовые части), осуществляют бандажирование обмотки и ее пропитку. Весь процесс изготовления всыпных обмоток можно полностью механизировать.

Жесткие катушки (полукатушки) изготовляют из прямоугольного изолированного провода. Окончательную форму им придают до укладки в пазы; одновременно на них накладывают корпусную и междуфазовую изоляцию. Затем катушки укладывают в предварительно изолированные открытые или полукоткрытые пазы (см. рис. 4.4, а, б и 4.5, а, б), укрепляют и подвергают пропитке.

Всыпные обмотки имеют ряд преимуществ по сравнению с обмотками с жесткими катушками: возможность полной механизации всего процесса изготовления обмотки; упрощение технологии изготовления машины: намотку катушечных групп, а в ряде случаев и фаз обмотки выполняют без разрыва провода, что уменьшает число наек; укладку обмотки в пазы сердечника производят вне корпуса машины, что облегчает и удешевляет процесс обмотки и пропитки; уменьшение длины вылета лобовых частей, что приводит к сокращению длины машины и потерь энергии в обмотке; применение в машине пазов трапецидальной формы с уменьшенной шириной его шлица, что обеспечивает улучшение использования зубцовой зоны, уменьшение магнитного сопротивления воздушного зазора, пульсации магнитного потока в нем и, как следствие, снижение значения намагничивающего тока и добавочных потерь.

Достоинства обмоток с жесткими катушками: улучшение заполнения паза из-за применения проводов прямоугольного сечения; повышение надежности обмотки из-за снижения вероятности появления производственных дефектов, так как в пазы укладывают готовые изолированные и проверенные катушки, которые подвергаются меньшим деформациям.

Поэтому всыпные обмотки получили широкое применение для электрических машин на напряжение до 1000 В и мощностью до 100 кВт. В двигателях мощностью свыше 100 кВт применение всыпных обмоток из круглого провода встречает значительные технологические трудности. Обмотки таких машин изготовляют в основном из жестких катушек, выполненных из прямоугольного провода.

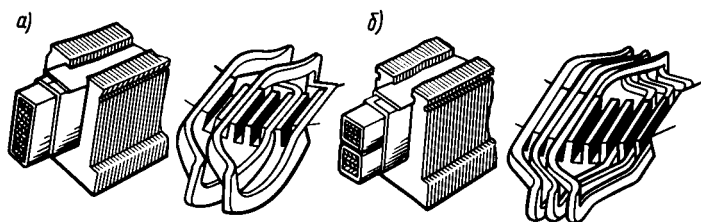


Рис. 4.18. Расположение катушек в пазах при однослойной (а) и двухслойной (б) обмотках

По расположению катушек в пазах и размещению их лобовых частей различают однослойные, двухслойные (в том числе concentric), одно-двухслойные обмотки.

Однослойные обмотки (рис. 4.18, а) наиболее пригодны для механизированной укладки, так как в этом случае обмотка должна быть concentric и укладываться в пазы статора обеими сторонами катушки одновременно. Однако применение их приводит к увеличенному расходу обмоточного провода из-за значительной длины лобовых частей. Кроме того, в таких обмотках не представляется возможным выполнить укорочение шага, что приводит к ухудшению формы магнитного поля в воздушном зазоре, увеличению добавочных потерь, возникновению провалов в механической характеристике и повышению шума. Однако из-за своей простоты и дешевизны такие обмотки широко применяют в асинхронных двигателях небольшой мощности до 10...15 кВт.

Двухслойные обмотки (рис. 4.18, б) позволяют выполнить укорочение шага обмотки на любое количество зубцовых делений, благодаря чему улучшается форма магнитного поля, создаваемого обмоткой, и подавляются высшие гармонические в кривой ЭДС. Кроме того, при двухслойных обмотках получается более простая форма лобовых соединений, что упрощает изготовление обмоток. Такие обмотки применяют для двигателей мощностью свыше 100 кВт с жесткими катушками, которые укладывают вручную.

Одно-двухслойные concentric обмотки сочетают в себе преимущества однослойных — возможность механизированной укладки и двухслойных — применение укорочения шага. Однако они более трудоемки, чем однослойные, и поэтому их нецелесообразно применять для машин малой мощности. Такие обмотки используют в машинах мощностью 15...100 кВт при $q > 2$.

Для асинхронных двигателей с $q > 6$ применение concentric одно-двухслойных обмоток нецелесообразно из-за значительной длины вылета лобовых частей, размещение

которых приводит к увеличению общих размеров машины. В таких двигателях применяют двухслойную concentрическую обмотку, предназначенную для механизированной укладки. Эту обмотку можно выполнить «вразвалку» — с разделением каждой катушечной группы на две concentрические подгруппы, что существенно уменьшает длину вылета лобовых частей.

Однослойные обмотки.

При выполнении однослойной обмотки необходимо предусматривать возможность установки ротора внутрь статора. Поэтому лобовые части, посредством которых соединяют между собой активные проводники, лежащие в пазах, должны быть отогнуты к сердечнику статора. В зависимости от способа выполнения лобовых соединений однослойные обмотки могут иметь различные конструкции. Обычно используют *шаблонные* и *concentрические обмотки*.

Рассмотрим принцип построения трехфазной однослойной обмотки на примере четырехполюсной машины ($2p=4$) с минимальным числом пазов на полюс и фазу $q=2$ (сосредоточенные обмотки с $q=1$ не применяют). В этом случае проводники, принадлежащие одной фазе, размещают под парой полюсов в четырех пазах (рис. 4.19). Одна фаза занимает в машине восемь пазов: $2pq=4 \cdot 2=8$; число пазов в машине $z=2pqt=24$. На рис. 4.19 указано также мгновенное направление ЭДС, индуцированных в проводниках различных фаз для момента времени, соответствующего максимальному значению тока в фазе $A-X$.

На рис. 4.20 приведена схема соединения указанных проводников при выполнении шаблонной обмотки, изготовляемой из заранее намотанных катушек одинаковой формы (см. рис. 4.7, а). Обычно это трапецеидальные катушки, которые в процессе намотки закладывают в пазы и соединяют между собой соответствующим образом. Для наглядности изображения поверхность статора или ротора вместе с пазами и обмоткой разворачивают в плоскость и все соединения проводников изображают в виде прямых линий. Проводники, лежащие в одном пазу (т. е. каждую сторону катушки), изображают в виде линии.

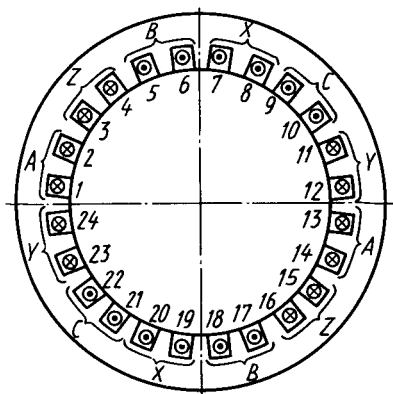


Рис. 4.19. Схема расположения катушек на статоре трехфазной машины с однослойной обмоткой

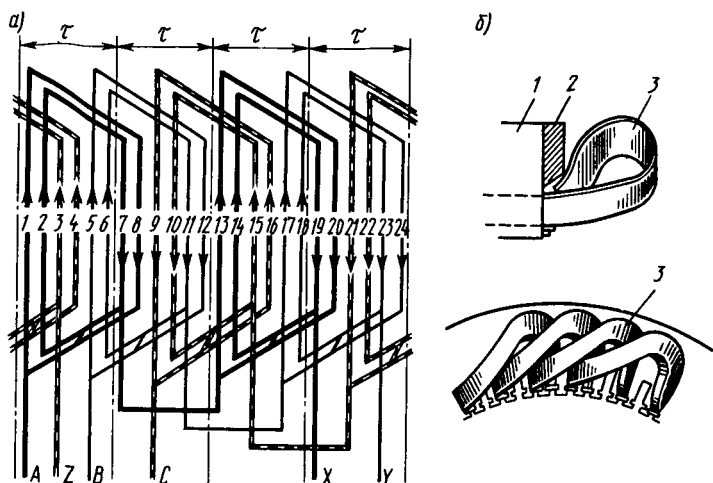


Рис. 4.20. Схема шаблонной обмотки (а) при $2p=4$; $q=2$ и $z=24$ и расположение ее лобовых частей (б):

1—сердечник статора; 2—нажимная шайба; 3—катушки

При выполнении обмотки проводники, лежащие в различных пазах, соединяют между собой в витки и катушки так, чтобы индуцированные в них ЭДС складывались. Так, например, в обмотке, приведенной на рис. 4.20, а, фаза AX состоит из четырех катушек, образованных проводниками, которые размещены в пазах 1—7, 2—8, 13—19 и 14—20; соответственно фаза BY —из четырех катушек, образованных проводниками, которые лежат в пазах 5—11, 6—12, 17—23 и 18—24, а фаза CZ —из четырех катушек, образованных проводниками, которые лежат в пазах 9—15, 10—16, 21—3 и 22—4.

В обмотке, показанной на рис. 4.20, а, каждая катушечная группа состоит из двух катушек. Лобовые части катушек шаблонной обмотки при выходе из пазов отгибают, как показано на рис. 4.20, б.

На рис. 4.21, а показана схема концентрической обмотки для той же машины ($2p=4$; $q=2$; $z=24$). Здесь катушки имеют разные размеры. Однако в последовательную цепь включены те же проводники 1—24 и в электрическом отношении свойства обеих обмоток одинаковы.

Несмотря на то что при концентрической обмотке одни катушки короче, а другие длиннее, шаг обмотки остался неизменным, он равен полюсному делению (как и при шаблонной обмотке). В концентрической обмотке катушки, принадлежащие одной катушечной группе, располагают одну внутри другой (рис. 4.21, б). Однако катушки различных катушечных групп пересекаются, поэтому их лобовые части необходимо располагать в двух или трех плоскостях (ярусах).

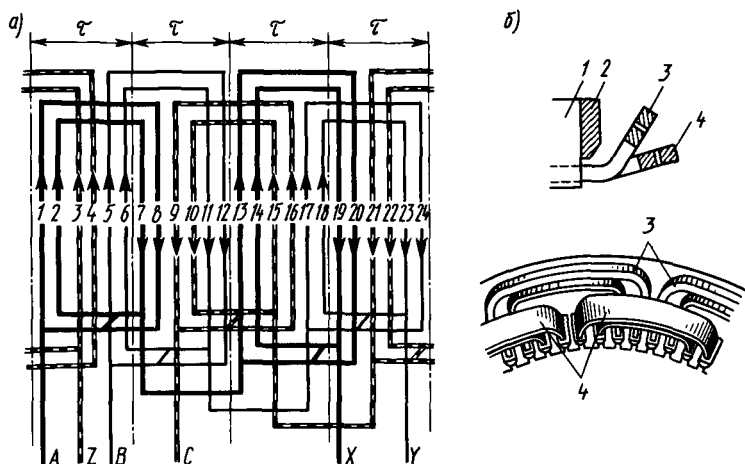


Рис. 4.21. Схема концентрической обмотки (а) при $2p=4$, $q=2$, $z=24$ и расположение ее лобовых частей (б):
1—сердечник статора; 2—нажимная шайба; 3, 4—катушки

Двухслойные обмотки. Выпускаемые промышленностью машины общего применения с двухслойными обмотками имеют обычно шаг $y=(0,8...0,856)\tau$, т. е. подавляются пятая—седьмая и кратные им гармонические.

На рис. 4.22, а показано расположение проводников в пазах статора четырехполосной машины с двухслойной обмоткой при тех же параметрах обмотки ($2p=4$; $q=2$; $z=24$), что и в машине с однослойной обмоткой (см. рис. 4.19). Шаг обмотки по пазам принят равным $y=0,8\tau$.

В каждом пазу проводники располагают в два слоя, причем проводники верхнего и нижнего слоев, принадлежащие одной фазе, сдвинуты относительно друг друга на один паз. Проводники соединяют между собой в катушки так, чтобы индуцированные в них ЭДС складывались. В соответствии с направлением ЭДС (рис. 4.22, а) фаза АХ в этом случае имеет восемь катушек, образованных проводниками, которые находятся в пазах 1—6, 2—7, 7—12, 8—13, 13—18, 14—19, 19—24, 20—1. Одна сторона этих катушек состоит из проводников, расположенных в верхнем слое пазов 1, 2, 7 и 8 и т. д., а вторая—из проводников, расположенных в нижнем слое пазов 6, 7, 12, 13 и т. д.

В схеме двухслойной обмотки (рис. 4.22, б) все проводники, лежащие в каждом слое пазы (каждая сторона катушки), изображены в виде линии. Проводники верхних слоев показаны сплошными линиями; нижних слоев—штриховыми линиями. Направление ЭДС в проводниках показано стрелками в соответствии с направлением, указанным на

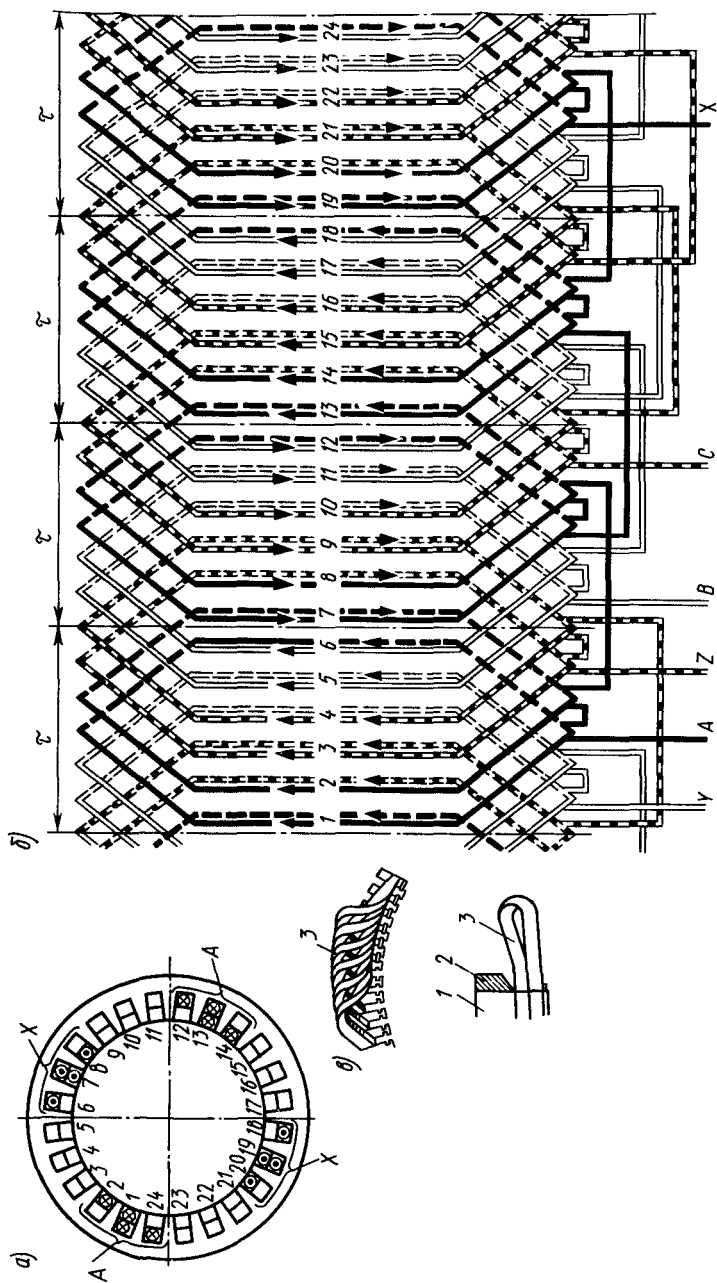


Рис. 4.22. Схема расположения катушек двухслойной обмотки на статоре трехфазной машины (а) и их соединение между собой (б); устройство лобовых частей (е):
1 — сердечник статора, 2 — нажимная шайба, 3 — катушки

рис. 4.22, а. Лобовые части обмоток располагают, как показано на рис. 4.22, в. Общее число катушек при двухслойной обмотке вдвое больше, чем при однослойной, что несколько усложняет конструкцию и стоимость обмотки. Однако такая обмотка дает некоторую экономию обмоточного провода. Кроме того, все катушки совершенно одинаковы (см. рис. 4.7, б), что позволяет механизировать их изготовление.

В схемах, приведенных на рис. 4.20, а; 4.21, а; 4.22, б, все катушки одной фазы соединены последовательно. Такое соединение характерно для машин сравнительно небольшой мощности. В машинах большой мощности для уменьшения сечения отдельных проводников катушки соединяют так, чтобы образовались параллельные ветви, содержащие равное количество катушек. В этом отношении двухслойные обмотки имеют преимущество перед однослойными, так как из-за большого числа катушек облегчается распределение их по параллельным ветвям.

Одно-двухслойные обмотки. В обычной двухслойной обмотке в некоторых пазах располагают стороны катушек, принадлежащих к одной и той же фазе (например, пазы 3, 5, 7 и другие на рис. 4.22, б), а в других — стороны катушек разных фаз. В одно-двухслойной обмотке в пазах, в которых размещены стороны катушек одной и той же фазы, помещают однослойную катушку (большую с двойным числом витков), а в остальных пазах — в два слоя стороны катушек разных фаз (рис. 4.23). Такая обмотка состоит из концентрических катушек; число катушечных групп равно числу полюсов. Катушечная группа состоит из одной большой и $q-2$ малых катушек; всего катушек $q-1$. Шаг большой катушки $y_6 = \tau - 1$; шаги малых катушек $y_{m1} = y_6 - 2$; $y_{m2} = y_6 - 4$; $y_{m3} = y_6 - 6 \dots$. Указанная обмотка выполняется только при $q > 2$. При $q = 2$ она превращается в концентрическую однослойную обмотку. Относительный шаг в обмотке с одной большой катушкой в каждой катушечной группе $\beta = 2(q+1)/3q$. Одно-двухслойную обмотку можно

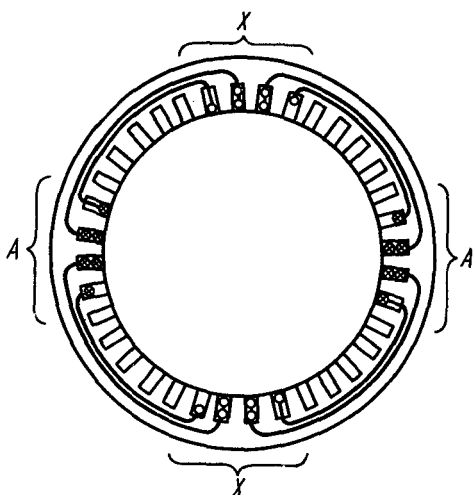


Рис. 4.23. Схема расположения катушек одной фазы на статоре трехфазной машины с одно-двухслойной обмоткой ($2p=4$; $q=3$; $z=36$)

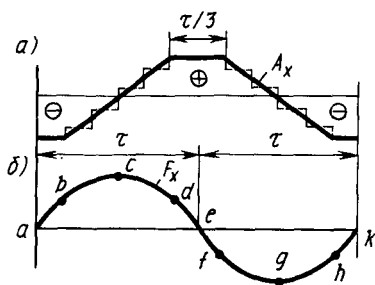


Рис. 4.24. Диаграммы распределения линейной нагрузки (а) и МДС (б) для точной обмотки

(точные) обмотки (синусные, трапецидальные и др.).

При синусной обмотке в пазах, расположенных в пределах одного полюсного деления τ , укладывают неодинаковое число витков данной фазы. Витки должны быть распределены по отдельным пазам так, чтобы линейная нагрузка A (число ампер на 1 см окружности статора или ротора), а следовательно, и МДС распределялись вдоль окружности статора или ротора по синусоидальному закону.

Из-за ограниченного числа пазов распределение витков по пазам не может быть идеально синусоидальным, а носит ступенчатый характер. Поэтому в машинах с синусными обмотками делают скос пазов на одно зубцовое деление. Это практически уничтожает зубцовые гармонические в кривых магнитного поля и ЭДС.

Для упрощения выполнения обмоток часто в микромашинах применяют равнокатушечные двухслойные обмотки с трапецидальным распределением линейной нагрузки вдоль окружности статора. Наилучшие результаты дает распределение линейной нагрузки A_x в виде трапеции с верхним основанием, равным $1/3$ полюсного деления (рис. 4.24, а). В этом случае полностью уничтожается третья гармоническая

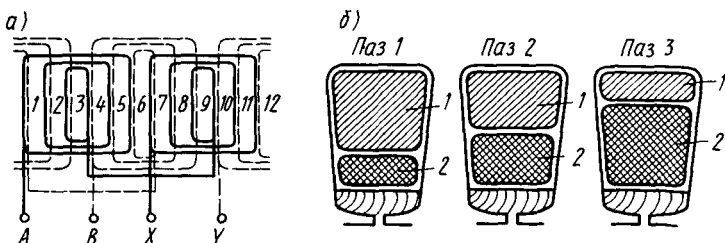


Рис. 4.25. Схема двухфазной точной обмотки (а) и распределение ее проводников по пазам (б):

1—проводники фазы АХ; 2—проводники фазы ВУ

кая и значительно ослабляются пятая, седьмая и др. Так, например, при указанном на рис. 4.24, *a* распределении линейной нагрузки A_x кривая распределения МДС F_x (рис. 4.24, *б*) состоит из отрезков прямых ab , de , ef , hk и парабол bc , cd , fg , gh и весьма близка к синусоиде.

На рис. 4.25, *a* для примера приведена схема такой обмотки при $2p=2$ и $z=12$. Обмотка выполнена двухслойной: витки фаз AX и BY закладывают в одни и те же пазы, но числа витков одной фазы в каждом пазу различны (рис. 4.25, *б*). Оси обмоток различных фаз сдвинуты в пространстве на половину полюсного деления. Лобовые части обеих фаз при выходе из пазов изгибают в двух плоскостях (см. рис. 4.20).

Для машин большой мощности применение точных обмоток обычно нецелесообразно, так как они дают существенное уменьшение первой гармонической МДС.

§ 4.7. МЕТОДЫ РАСЧЕТА МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Расчет магнитной цепи вращающихся электрических машин основан на тех же принципах, что и расчет магнитной цепи трансформатора; его цель — найти связь между значениями магнитного потока и тока обмотки, которая создает этот поток.

Различие между магнитными расчетами трансформатора и вращающейся машины определяется разницей в конструкциях; в машине имеется воздушный зазор между статором и ротором, главным образом и определяющий магнитное сопротивление; кроме того, машина имеет более сложную конфигурацию отдельных частей магнитопровода (зубцов ротора и статора и т. д.).

Принцип расчета. Магнитный поток в электрических машинах может создаваться обмотками, по которым проходит переменный ток (асинхронные машины) или постоянный ток (синхронные машины и машины постоянного тока). Эти обмотки могут быть сосредоточенными или распределенными по окружности статора или ротора. Соответственно различают машины с явно выраженными (рис. 4.26, *a*) и неявно выраженными (рис. 4.26, *б*) полюсами.

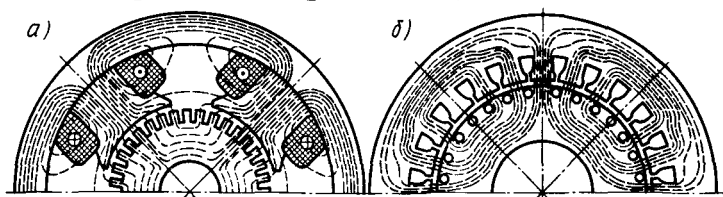


Рис. 4.26. Магнитные поля электрических машин с явно выраженными (*a*) и неявно выраженными (*б*) полюсами

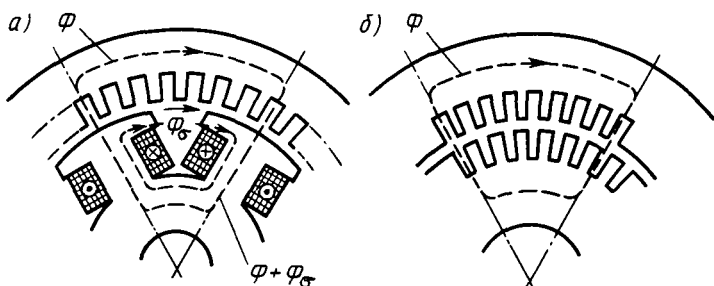


Рис. 4.27. Расчетные схемы магнитной системы электрической машины (а, б)

При холостом ходе магнитное поле многополюсной машины симметрично, т. е. магнитные потоки всех полюсов одинаковы, и их магнитные линии проходят через одинаковые участки магнитной цепи. Это позволяет вести расчет на пару полюсов.

Расчет магнитной системы машин переменного и постоянного тока проводят по одной и той же методике на основании закона полного тока. Магнитодвижущие силы обмотки, создающей магнитный поток возбуждения, определяют для части магнитной системы, ограниченной двумя осями симметрии полюсов.

Машины с явно выраженными полюсами (рис. 4.27, а) характеризуются тем, что магнитную цепь разбивают на характерные участки: воздушный зазор, зубцовый слой, сердечники полюсов, ярма статора и ротора. В данном случае закон полного тока имеет вид

$$F_b = F_\delta + F_z + F_m + F_{a1} + F_{a2}, \quad (4.29)$$

где F_b — МДС (на пару полюсов) обмотки, создающей магнитный поток возбуждения; F_δ , F_z , F_m , F_{a1} , F_{a2} — магнитные напряжения соответственно в воздушном зазоре, зубцовом слое, сердечниках полюсов, ярмах статора и ротора.

Машины с неявно выраженными полюсами характеризуются тем, что в магнитной системе отсутствуют сердечники полюсов, но имеются два зубцовых слоя на статоре и роторе (рис. 4.27, б). При этом

$$F_b = F_\delta + F_{z1} + F_{z2} + F_{a1} + F_{a2}, \quad (4.29a)$$

где F_{z1} и F_{z2} — магнитные напряжения в зубцовых слоях статора и ротора.

Ниже приведена методика определения магнитных напряжений на каждом из участков магнитной цепи.

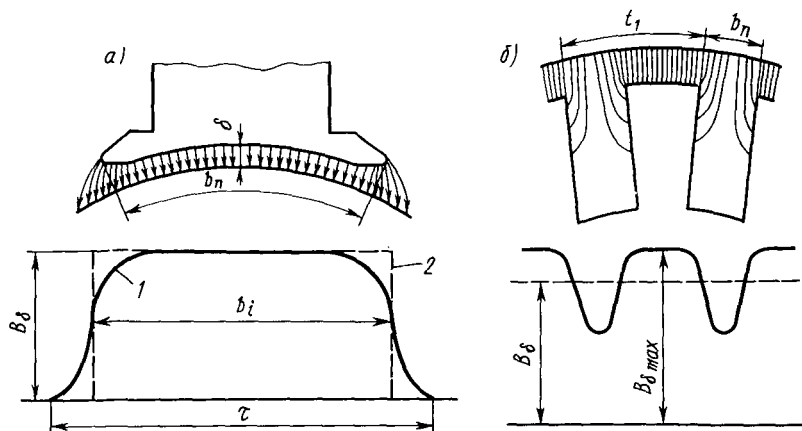


Рис. 4.28. Кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре при гладком (а) и зубчатом (б) якоре

Магнитное напряжение в воздушном зазоре. При неизменном воздушном зазоре между ротором (или статором) и сердечником полюса (что характерно для многих синхронных машин и машин постоянного тока) распределение индукции в воздушном зазоре имеет вид криволинейной трапеции 1 (рис. 4.28, а). При определении магнитного напряжения в зазоре действительное распределение индукции заменяют прямоугольным 2, предполагая индукцию неизменной на некоторой теоретической дуге b_i . Дуга b_i должна быть выбрана так, чтобы поток полюса, пропорциональный площади, ограничиваемой кривой индукции, остался неизменным. Обычно b_i мало отличается от конструктивной длины полюсной дуги $b_{\text{пд}}$: при равномерном воздушном зазоре можно считать, что $b_i = b_{\text{пд}} + 2\delta$ (где δ — воздушный зазор), а при полюсным наконечнике со скошенными краями $b_i \approx b_{\text{пд}}$. Отношение $\alpha_i = b_i/\tau$ называют *коэффициентом полюсного перекрытия*.

Магнитное напряжение в воздушном зазоре определяют по значению потока, проходящего через зазор из статора в ротор (или наоборот):

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta, \quad (4.30)$$

где l_i — продольная расчетная (активная) длина воздушного зазора; B_δ — индукция в воздушном зазоре (при номинальном режиме B_δ изменяется от 0,6 до 1,1 Тл, причем большие значения соответствуют машинам большей мощности).

Из (4.30) следует, что при заданной индукции B_δ в воздушном зазоре с увеличением коэффициента полюсного перекрытия α_i возрастает и магнитный поток Φ . Однако

при значительном увеличении α_i сильно возрастает поток рассеяния Φ_δ , который замыкается через ярмо и сердечники полюсов, минуя якорь (см. рис. 4.27, а). Обычно $\alpha_i = 0,6 \dots 0,8$, причем меньшие значения соответствуют машинам меньшей мощности.

Напряженность магнитного поля в воздушном зазоре

$$H_\delta = B_\delta / \mu_0 = \Phi / (\mu_0 \alpha_i \tau l_i), \quad (4.31)$$

а магнитное напряжение (на два воздушных зазора)

$$F_\delta = 2H_\delta L_\delta = 2B_\delta \delta_i / \mu_0, \quad (4.32)$$

где $L_\delta = \delta_i$ — длина отрезка расчетной магнитной линии в воздушном зазоре.

При наличии зубцов на роторе или статоре длина расчетной магнитной линии в зазоре δ_i больше расстояния δ между ротором и статором, так как магнитные линии в зазоре искривлены (рис. 4.28, б). Это обстоятельство учитывается путем введения в расчет некоторого коэффициента k_δ , называемого *коэффициентом воздушного зазора или коэффициентом Картера* (по имени английского ученого, впервые установившего количественную связь между средней длиной магнитной линии в зазоре и конфигурацией зубцового слоя), поэтому $\delta_i = k_\delta \delta$.

Значение k_δ при наличии зубцов только на роторе или статоре машины можно определить по формуле $k_\delta = t_1 / (t_1 - \gamma \delta)$, где t_1 — зубцовое деление; $\gamma = (b_0 / \delta)^2 / (5 + b_0 / \delta)$ при $b_0 / \delta > 1$; b_0 — ширина шлица паза (при полузакрытых и полуоткрытых пазах); при открытых пазах b_0 принимают равным ширине паза b_n .

Если зубцы имеются на роторе и статоре (асинхронные машины, машины постоянного тока с компенсационной обмоткой, синхронные машины с успокоительной обмоткой), то

$$\delta_i = k_{\delta 1} k_{\delta 2} \delta, \quad (4.33)$$

где $k_{\delta 1}$ и $k_{\delta 2}$ — коэффициенты воздушного зазора для ротора и статора.

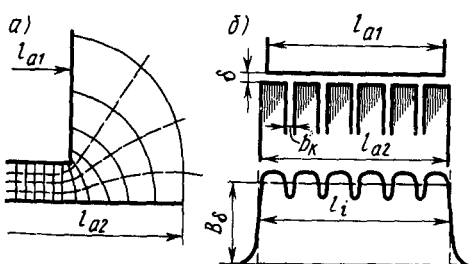


Рис. 4.29. Кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре у краев ротора и статора (а) и при наличии радиальных вентиляционных каналов (б)

При определении индукции B_δ и напряженности H_δ магнитного поля в воздушном зазоре расчетную (активную) длину зазора следует вычислять с учетом различных конструктивных длин статора l_{a1} и ротора l_{a2} (рис. 4.29, а) и наличия радиальных вентиляционных кана-

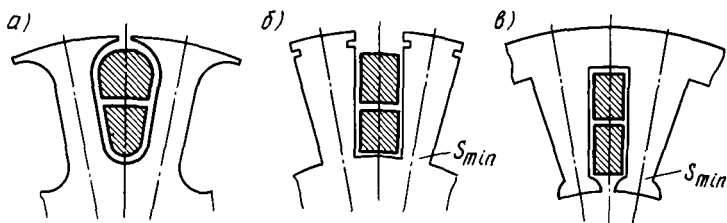


Рис. 4.30. Зубцовые слои ротора и статора (а...в)

лов (рис. 4.29, б). Обычно принимают, что расчетная длина $l_i = 0,5(l_{a1} + l_{a2})$. При наличии в роторе или статоре n_k вентиляционных каналов шириной b_k за эквивалентную длину соответствующей части машины принимают $l'_a = l - 0,5n_k b_k$, где l — конструктивная длина этой части.

Зависимость величины F_δ от индукции B_δ (или от Φ) является линейной, так как $\mu_0 = \text{const}$. Обычно при номинальном режиме работы машины $F_\delta = (0,7 \dots 0,9) F_B$.

Магнитное напряжение в зубцовом слое. В зубцах ротора и статора индукция значительно больше, чем в воздушном зазоре. В слое, прилегающем к воздушному зазору,

$$B_z = B_\delta S_\delta / S_z = B_\delta t_1 / (\gamma b_z), \quad (4.34)$$

где $\gamma = 0,9 \dots 0,93$ — коэффициент заполнения объема якоря сталью, учитывающий наличие изоляции между листами; b_z — ширина зубца в данном месте.

При полузакрытых пазах овальной или трапециевидальной формы (рис. 4.30, а) зубцы имеют параллельные стенки, вследствие чего индукция B_z неизменна по всей высоте зубца. В таком зубце постоянна и напряженность магнитного поля H_z , которая определяется по подсчитанному значению B_z на основании кривой намагничивания для данной марки стали.

При прямоугольных пазах зубцы приобретают клинообразную форму, при которой индукция в зубцах увеличивается по мере приближения к основанию паза ротора (рис. 4.30, б) и к головке зубца статора (рис. 4.30, в).

При определении магнитного напряжения в зубцовом слое, когда индукция в зубцах превышает 1,8 Тл, следует учитывать, что поток Φ_t зубцового деления (рис. 4.31, а) из-за большого магнитного насыщения зубцов делится на две части, одна из которых (зубцовый поток Φ_z) проходит через зубец, а вторая (пазовый поток $\Phi_{пз}$) — через паз. При этом для любого сечения зубцового слоя на расстоянии x от дна паза

$$\Phi_t = \Phi_{zx} + \Phi_{пз}. \quad (4.35)$$

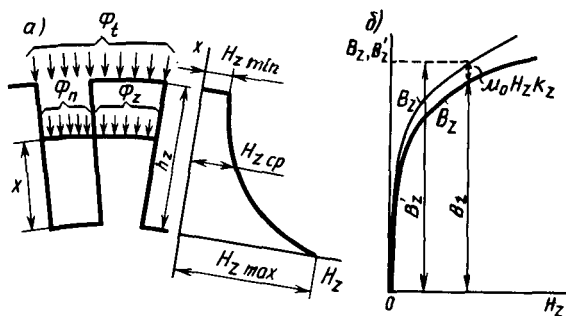


Рис. 4.31. Кривые распределения магнитных потоков в зубцовом слое (а) и построение зависимостей (б): $B_z = f(H_z)$ и $B'_z = f(H_z)$

Разделим обе части (4.30) на площадь S_{zx} поперечного сечения зубца в данном месте (за вычетом площади изоляционных прокладок между листами): $\Phi_t/S_{zx} = \Phi_{zx}/S_{zx} + \Phi_{px}/S_{zx}$. При этом Φ_{zx} и Φ_{px} изменяются по высоте зубца с изменением площади S_{zx} и условий насыщения.

Величину $\Phi_t/S_{zx} = B'_{zx}$ можно рассматривать как некоторую фиктивную (расчетную) индукцию в зубце. Действительная индукция в зубце $B_{zx} = \Phi_{zx}/S_{zx}$, а индукция в пазу $B_{px} = \Phi_{px}/S_{px}$; следовательно,

$$\Phi_{px}/S_{zx} = B_{px}S_{px}/S_{zx} = \mu_0 k_z H_{px},$$

где $k_z = S_{px}/S_{zx}$ — зубцовый коэффициент, зависящий от геометрических размеров зубца и паза в данном сечении; H_{px} — напряженность магнитного поля в пазу на расстоянии x от дна.

Таким образом,

$$B'_{zx} = B_{zx} + \mu_0 k_z H_{px}. \quad (4.36)$$

Практически напряженность магнитного поля в пазу мало изменяется по ширине паза, и, следовательно, можно принять, что на любом расстоянии x от дна паза напряженности магнитного поля в пазу H_{px} и в зубце H_{zx} одинаковы. Это допущение позволяет весьма просто получить зависимость между расчетной индукцией и напряженностью магнитного поля в зубцах (рис. 4.31, б). Задаваясь напряженностью магнитного поля в зубце H_{zx} , по кривой намагничивания стали можно построить график действительной индукции в зубце $B_z = f(H_z)$, а затем по формуле (4.36) — график расчетной индукции $B'_z = f(H_z)$ для некоторого постоянного значения k_z .

Практически напряженность поля в зубцах H_z определяют по номограмме (рис. 4.32), построенной для изотропной

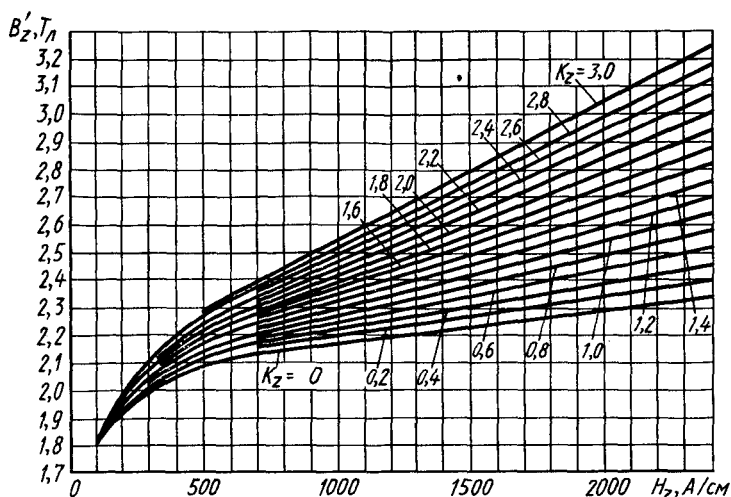


Рис. 4.32. Номограмма для определения напряженности H_z магнитного поля в зубцах, выполненных из электротехнической стали по значению расчетной индукции B'_z

стали для всех встречающихся на практике значений k_z . Чтобы найти магнитное напряжение в зубцовом слое, зубец разделяют по высоте на несколько участков величиной Δh_z и для каждого участка вычисляют индукцию B'_z и напряженность H_z . Затем строят кривую изменения напряженности поля H_z вдоль высоты зубца (рис. 4.31, а) и вычисляют магнитное напряжение

$$F_z = 2 \sum_{i=1}^i H_z \Delta h_z. \quad (4.37)$$

При расчете F_z за величину S_{zx} принимают только площадь, приходящуюся на стальные листы (не учитывая изоляционные прокладки между ними). При клинообразных зубцах на различных участках зубца из-за изменения S_{zx} изменяется не только расчетная индукция B'_z , но и коэффициент k_z .

Часто используют упрощенный прием, при котором в качестве расчетной эквивалентной напряженности магнитного поля в зубце $H_{z\text{эв}}$ принимают ее значение, вычисленное по формуле Симпсона для трех сечений (верхнего, нижнего и среднего):

$$H_{z\text{эв}} = (H_{z\text{max}} + 4H_{z\text{cp}} + H_{z\text{min}}) / 6. \quad (4.38)$$

При этом

$$F_z = 2 H_{z\text{эв}} h_z. \quad (4.38a)$$

В ряде случаев за эквивалентную расчетную величину напряженности магнитного поля в зубце $H_{z\text{экв}}$ принимают ее значение для сечения зубца, расположенного на $1/3$ его высоты (считая от наиболее узкого места). Этот способ менее точен.

Обычно для машин переменного тока общепромышленного исполнения при номинальном режиме индукция в зубцах с параллельными стенками $B_z = 1,4 \dots 1,8$ Тл; в клиновидных зубцах $B_{z\text{max}} = 2,0 \dots 2,2$ Тл. В машинах постоянного тока эти значения обычно выше на $5 \dots 10\%$.

Магнитное напряжение в полюсах, ярмах ротора и статора. В машинах с явновыраженными полюсами расчетный магнитный поток в ярмах ротора и статора может иметь различные значения в зависимости от места установки полюсов. Если полюсы расположены на роторе (обычно у синхронных машин), через низ и ярмо ротора замыкается не только полезный поток Φ , но и поток рассеяния Φ_σ . Поэтому для полюсов и ярма ротора расчетным потоком является суммарный поток:

$$\Phi + \Phi_\sigma = \Phi(1 + \Phi_\sigma/\Phi) = \sigma\Phi, \quad (4.39)$$

где $\sigma = 1 + \Phi_\sigma/\Phi$ — коэффициент магнитного рассеяния.

Для ярма статора (якоря) расчетным потоком является поток Φ .

Если полюсы расположены на статоре (обычно у машин постоянного тока), расчетным потоком для них и ярма статора является поток $\sigma\Phi$, а для ярма ротора — поток Φ . Определение потока рассеяния Φ_σ в явнополюсных машинах является весьма сложной задачей, которая решается достаточно точно путем построения картины магнитного поля. Обычно коэффициент рассеяния $\sigma = 1,1 \dots 1,2$.

Чтобы найти магнитные напряжения F_{a1} и F_{a2} в ярмах статора и ротора, необходимо построить для них картины магнитного поля, так как магнитный поток, проходящий через различные сечения вдоль средней магнитной линии ярма, в общем случае неодинаков. Например, при распределенной обмотке (в асинхронных двигателях) наибольший поток в ярмах статора и ротора имеется в среднем сечении $l-l$ (рис. 4.33, а). Такое же распределение потока характерно для статоров синхронных машин и роторов машин постоянного тока. В статорах машин постоянного тока и роторах явнополюсных синхронных машин поток по длине средней линии ярма изменяется мало.

При практических расчетах часто пренебрегают неравномерностью распределения магнитного поля в ярмах статора и ротора и принимают, что индукция в них постоянна по всему сечению и неизменна вдоль средней магнитной линии

ярма. В этом случае магнитные напряжения F_{a1} и F_{a2} определяют путем вычисления магнитных индукций B_{a1} и B_{a2} и установления расчетных длин средних магнитных линий L_{a1} и L_{a2} для этих частей машины (они определяются по геометрическим размерам статора и ротора без учета поперечного сечения вала):

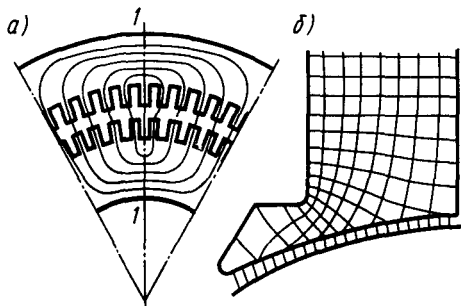


Рис. 4.33. Магнитные поля в ярмах статора и ротора (а) и в полюсе (б)

$$F_{a1} = H_{a1} L_{a1}, \quad F_{a2} = H_{a2} L_{a2}, \quad (4.40)$$

где H_{a1} и H_{a2} — напряженности магнитного поля в ярмах статора и ротора, которые принимаются постоянными.

Некоторая неточность при определении магнитных напряжений F_{a1} и F_{a2} без построения картин поля мало влияет на МДС F_b , так как индукция в ярмах ротора и статора невелика. Обычно она равна 1,2...1,4 Тл, а магнитное напряжение в них составляет 5...10% от значения F_b .

Магнитное поле в сердечнике полюса также распределено довольно равномерно (рис. 4.33, б), и можно считать, что индукция B_m и напряженность в нем магнитного поля H_m постоянны вдоль высоты h_m , а расчетная длина магнитной линии равна h_m . При этом

$$F_m = 2 H_m h_m. \quad (4.41)$$

При номинальном режиме индукции в сердечниках полюсов составляют $B_m = 1,3...1,6$ Тл. Однако в некоторых случаях в полюсных наконечниках могут иметься значительные насыщения, влияющие на распределение магнитного потока в воздушном зазоре под краями полюсов.

Ток возбуждения и намагничивающий ток. Если магнитный поток машины создается обмоткой возбуждения, питаемой постоянным током, то необходимый ток возбуждения определяется по известному значению МДС величины F_b на пару полюсов:

$$I_b = F_b / (2 w_b), \quad (4.42)$$

где w_b — число витков обмотки возбуждения.

При создании магнитного потока многофазной обмоткой, питаемой переменным током, амплитуда намагничивающего тока в фазе

$$I_{\mu m} = \pi p F_b / (2 w_{\phi} k_{\text{об.ф}} m), \quad (4.43)$$

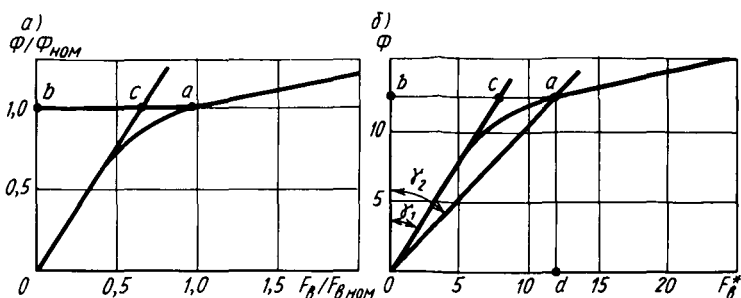


Рис. 4.34. Магнитные характеристики электрических машин

где w_ϕ и $k_{об.ф}$ — число витков в фазе и обмоточный коэффициент данной обмотки; m — число фаз.

Действующее значение намагничивающего тока

$$I_\mu = I_{\mu m} k_\mu, \quad (4.44)$$

где k_μ — коэффициент, зависящий от степени насыщения магнитной системы (при ненасыщенной машине $k_\mu = 0,707$; по мере насыщения коэффициент уменьшается до значений $k_\mu = 0,5 \dots 0,4$).

Магнитная характеристика. На рис. 4.34, а приведена типичная магнитная характеристика $\Phi = f(F_\delta)$ в относительных единицах для электрических машин с явно выраженными полюсами (синхронных машин и машин постоянного тока). Ее можно построить по результатам расчета магнитной системы машины при различных значениях магнитного потока. На магнитной характеристике резко выражен начальный прямолинейный участок, что обусловлено наличием сравнительно большого воздушного зазора, для которого характерна линейная зависимость магнитного напряжения от магнитного потока Φ . При сравнительно малых значениях магнитного потока, а следовательно, и магнитной индукции в ферромагнитных участках магнитной системы магнитными напряжениями на этих участках можно пренебречь и считать, что $F_\delta \approx F_\delta$. По мере увеличения магнитного потока магнитные сопротивления стальных участков возрастают, особенно сильно зубцового слоя. При индукции в зубцах, примерно равной 1,6 Тл, зависимость $\Phi = f(F_\delta)$ начинает отклоняться от прямолинейной.

В большинстве электрических машин точку а, соответствующую номинальному режиму, выбирают на криволинейном участке магнитной характеристики. При работе на линейном участке (т. е. при небольшой магнитной индукции) плохо используется сталь магнитной системы, а при больших насыщениях резко возрастает МДС обмотки, создающей магнитный поток, следовательно, число витков этой обмотки и поперечное сечение провода. Таким образом, ненасыщенная

машина и машина с большим насыщением магнитной системы требуют повышенного расхода активных материалов.

Количественно степень насыщения магнитной системы характеризуется коэффициентом насыщения $k_{\text{нас}}$, которых можно найти из магнитной характеристики (рис. 4.34, а) как отношение отрезка ab , соответствующего МДС $F_{\text{в. ном}}$, к отрезку bc , отсекаемому продолжением прямолинейного участка магнитной характеристики. Для машин переменного тока $k_{\text{нас}} = 1,1 \dots 1,3$; для машин постоянного тока $k_{\text{нас}} = 1,4 \dots 1,8$. Применение несколько меньших коэффициентов насыщения в синхронных машинах по сравнению с машинами постоянного тока объясняется стремлением уменьшить магнитные потери в стали якоря и сократить число витков обмотки возбуждения.

Магнитные характеристики различных машин с одинаковыми коэффициентами насыщения, выраженные в относительных единицах, практически совпадают. Это означает, что все многообразие магнитных характеристик можно свести к одной кривой, выраженной в некоторых условных единицах. Такая универсальная кривая, полученная из магнитной характеристики реальной машины, изображена на рис. 4.34, б и соответствует приведенным ниже цифрам:

Φ^*	3	5	7	9	10	11	12	13	14	15
$F_{\text{в}}^*$	1,9	3,2	4,5	5,9	6,9	8,2	10,6	15,0	20,0	25,0

Если требуется построить магнитную характеристику для машины, имеющей, например, $k_{\text{нас}} = 1,5$, то поступают следующим образом. На универсальной магнитной характеристике (рис. 4.34, б) из начала координат проводят вспомогательную прямую, образующую с осью ординат угол γ_2 , тангенс которого в 1,5 раза больше тангенса угла γ_1 , образуемого прямолинейной частью универсальной магнитной характеристики с той же осью. Вспомогательная прямая пересекает универсальную характеристику в точке a , которая и соответствует номинальному режиму, т. е. в данном случае $\Phi_{\text{ном}}^* = 12,3$ (точка b) и $F_{\text{в. ном}}^* = 11,85$ (точка d).

В соответствии с полученными значениями $\Phi_{\text{ном}}^*$ и $F_{\text{в. ном}}^*$ можно перестроить универсальную магнитную характеристику в характеристику, выраженную в относительных единицах с $k_{\text{нас}} = 1,5$, используя формулы $\Phi/\Phi_{\text{ном}}^* = \Phi^*/\Phi_{\text{ном}}^*$ и $F_{\text{в}}/F_{\text{в. ном}}^* = F_{\text{в}}^*/F_{\text{в. ном}}^*$. Построенные таким способом расчетные кривые дают погрешность не более 3%.

§ 4.8. РАССЕЯНИЕ И ИНДУКТИВНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК В МАШИНАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В машинах переменного тока потоки рассеяния и соответствующие им индуктивные сопротивления имеют относительно большие значения по сравнению с трансформаторами.

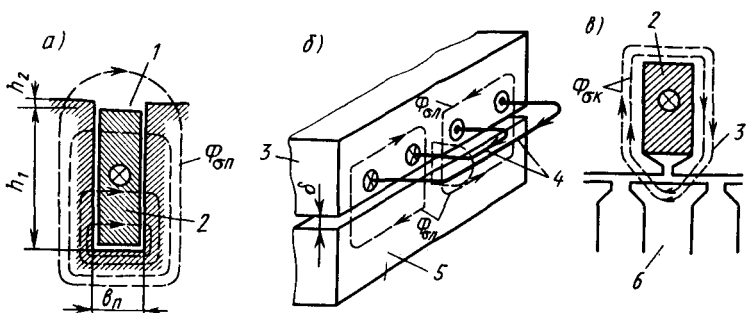


Рис. 4.35. Силовые линии потоков рассеяния в электрических машинах переменного тока:

1—паз; 2—проводник; 3—статор; 4—лобовые части; 5—ротор; 6—зубец ротора

Это объясняется тем, что в машинах проводники обмоток располагают в пазах, и, следовательно, длина путей потоков рассеяния по воздуху сокращается.

Магнитные проводимости потоков рассеяния. В общем случае в машине имеются следующие потоки рассеяния: *пазовый* $\Phi_{сп}$, проходящий через стенки паза (рис. 4.35, а); *лобовой* $\Phi_{сл}$, замыкающийся вокруг лобовых частей обмотки (рис. 4.35, б); поток $\Phi_{ск}$, замыкающийся через головки (коронки) зубцов и воздушный зазор, но сцепленный только с одной из обмоток (рис. 4.35, в); *дифференциальный* $\Phi_{сд}$, обусловленный наличием высших гармонических в кривой поля и ЭДС. Каждому потоку соответствует определенная магнитная проводимость. Магнитную проводимость для потоков рассеяния обычно представляют в виде

$$\Lambda = \Lambda_{п} + \Lambda_{л} + \Lambda_{к} + \Lambda_{д}, \quad (4.45)$$

где $\Lambda_{п}$, $\Lambda_{л}$, $\Lambda_{к}$, $\Lambda_{д}$ — соответственно проводимости потоков $\Phi_{сп}$, $\Phi_{сл}$, $\Phi_{ск}$ и $\Phi_{сд}$.

При нахождении потоков рассеяния и создаваемых ими индуктивных сопротивлений обычно используют удельные магнитные проводимости λ (на единицу расчетной активной длины l_i машины), так как они определяются геометрическими размерами тех частей машины, через которые проходит соответствующий поток рассеяния. При этом

$$\Lambda = \mu_0 l_i (\lambda_{п} + \lambda_{л} + \lambda_{к} + \lambda_{д}). \quad (4.46)$$

За расчетную активную длину l_i при определении потоков рассеяния принимают конструктивную длину l соответствующей части машины (статора или ротора); при наличии в ней n_k радиальных вентиляционных каналов шириной b_k

$$l_i = l - 0,5 n_k b_k. \quad (4.47)$$

Удельные магнитные проводимости для соответствующих потоков рассеяния вычисляют по формулам, приведенным в курсах по проектированию электрических машин. В качестве примера запишем формулу для определения проводимости λ_{π} в машине с открытыми пазами (рис. 4.35, а): $\lambda_{\pi} = h_1/3b_{\pi} + h_2/b_{\pi}$.

Следовательно, данная проводимость определяется геометрическими размерами паза.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки. В одной фазе однослойной обмотки содержится pq расположенных в пазах катушек, которые в общем случае образуют a параллельных ветвей. Поэтому индуктивность обмотки фазы, обусловленная результирующей проводимостью потоков рассеяния,

$$L_{\Phi} = L_{\kappa}(pq/a^2) = 2\Lambda w_{\kappa}^2(pq/a^2), \quad (4.48)$$

где $L_{\kappa} = 2\Lambda w_{\kappa}^2$ — индуктивность одной катушки, имеющей w_{κ} витков.

Учитывая, что общее число последовательно включенных витков в фазе $w_{\Phi} = w_{\kappa}pq/a$, получаем

$$L_{\Phi} = 2w_{\Phi}\Lambda/pq = 2w_{\Phi}^2\mu_0 l_i \lambda/(pq). \quad (4.49)$$

Таким образом, в однослойной обмотке индуктивное сопротивление фазы, обусловленное потоками рассеяния,

$$X_{\Phi} = 2\pi f L_{\Phi} = 4fw_{\Phi}^2\mu_0 l_i \lambda/(pq). \quad (4.50)$$

В двухслойной обмотке при шаге $y \neq \tau$ проводники верхнего и нижнего слоев, расположенные в некоторых пазах, принадлежат к различным фазам и токи в них сдвинуты относительно друг друга по фазе. Это изменяет магнитное поле паза, вследствие чего проводимость пазового потока уменьшается, поэтому

$$\lambda'_{\pi} = \lambda_{\pi} k_s, \quad (4.51)$$

где $k_s = (1 + 3\beta)/4$ — коэффициент (равен единице при диаметральной обмотке и меньше единицы при укороченном шаге, когда $\beta = y/\tau < 1$).

Соответственно изменяются проводимости λ_{π} и λ_d .

§ 5.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Асинхронные машины — наиболее распространенные электрические машины. В основном они используются как электродвигатели и являются основными преобразователями электрической энергии в механическую.

Назначение. В настоящее время асинхронные электродвигатели потребляют около половины всей вырабатываемой в мире электроэнергии и широко применяются в качестве электропривода подавляющего большинства механизмов. Это объясняется простотой конструкции, надежностью и высоким значением КПД этих электрических машин.

Открытие асинхронных машин относится к 80-м годам прошлого столетия. Их создание связывают с именами итальянского ученого *Г. Феррариса*, югославского ученого *Н. Тесла* и русского ученого *М. О. Доливо-Добровольского*. *Г. Феррарис* и *Т. Тесла* независимо друг от друга в 1888 г. предложили способ получения двухфазного вращающегося поля и создали первые асинхронные машины. Однако эти двигатели не получили широкого применения.

Большую роль в создании асинхронных двигателей сыграл *М. О. Доливо-Добровольский*. В 1889 г. он впервые использовал трехфазный ток для получения вращающегося магнитного поля, применил на статоре распределенную трехфазную обмотку и обмотку ротора в виде беличьей клетки. Он также предложил трехфазную обмотку ротора, выведенную на контактные кольца, и использовал для пуска двигателя реостат, подключаемый к обмотке ротора через контактные кольца.

Почти за 100 лет существования асинхронных двигателей в них совершенствовались применяемые материалы, конструкция отдельных узлов и деталей, технология изготовления; однако принципиальные конструкторские решения, предложенные *М. О. Доливо-Добровольским*, в основном остались неизменными. В дальнейшем большое применение

получили также и однофазные асинхронные двигатели в основном для электробытовых приборов. Появилось также большое количество разновидностей и модификаций асинхронных микромашин, в частности асинхронные исполнительные двигатели, тахогенераторы, сельсины, поворотные трансформаторы и др.

Большой вклад в теорию асинхронных машин внесли советские ученые *Б. П. Апаров, М. П. Костенко, Г. Н. Петров, К. И. Шенфер* и др. В СССР впервые в мировой практике с 1946 г. асинхронные двигатели выпускаются едиными всесоюзными сериями. На базе единых серий в нашей стране организовано высокомеханизированное и автоматизированное крупносерийное производство на основе широкой специализации и кооперации. Большие преимущества имеют единые серии и в эксплуатации — они значительно облегчают выбор, установку, обслуживание и ремонт электрооборудования. В 70-х годах была разработана и внедрена единая серия асинхронных двигателей 4А. Одновременно с конструкцией двигателей разрабатывались электротехническая сталь, провода, изоляция и технология. В 80-х годах организацией социалистических стран «Интерэлектро» разработана новая унифицированная серия асинхронных двигателей АИ, предназначенная для использования во всех странах — членах СЭВ. Машины серии АИ, которые производятся во всех этих странах, отличаются повышенными надежностью и перегрузочной способностью, расширенным диапазоном регулирования, улучшенными массо-габаритными и энергетическими показателями, виброакустическими характеристиками по сравнению с машинами серии 4А.

В СССР впервые в мире разработана методика оптимизированного расчета асинхронных двигателей, учитывающая затраты как на производство, так и на эксплуатацию электродвигателей; расчет с помощью электронно-вычислительных машин ведется по минимуму суммарных затрат в народном хозяйстве. В теорию и практику создания единых серий асинхронных двигателей большой вклад внесли советские ученые и инженеры *А. Г. Иосифьян, Б. И. Кузнецов, Э. Д. Кравчик, В. И. Радин, Т. Г. Сорокер, И. Н. Чарахчян* и др.

Принцип действия. В асинхронной машине одну из обмоток размещают на статоре 1 (рис. 5.1, а), а вторую — на роторе 3. Между ротором и статором имеется воздушный зазор, который для улучшения магнитной связи между обмотками делают по возможности малым. Обмотка статора 2 представляет собой трехфазную (или в общем случае многофазную) обмотку, катушки которой размещают равномерно по окружности статора. Фазы обмотки статора АХ, ВУ и СZ соединяют по схеме У или Δ и подключают

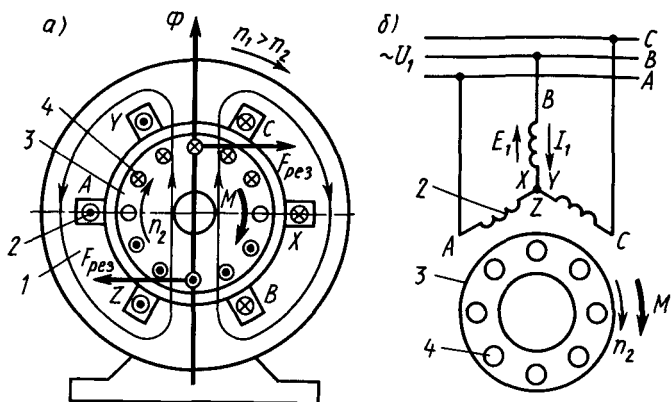


Рис. 5.1. Электромагнитная схема асинхронной машины (а) и направления токов и электромагнитного момента при работе ее в двигательном режиме (б)

к сети трехфазного тока (рис. 5.1, б). Обмотку ротора 4 выполняют трехфазной или многофазной и размещают равномерно вдоль окружности ротора. Фазы ее в простейшем случае замыкают накоротко.

При питании обмотки статора трехфазным током создается вращающееся магнитное поле, частота вращения которого (синхронная)

$$n_1 = 60 f_1 / p.$$

Если ротор неподвижен или частота его вращения меньше синхронной, то вращающееся магнитное поле пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в них ЭДС. На рис. 5.1, а показано, согласно правилу правой руки, направление ЭДС, индуцированной в проводниках ротора при вращении магнитного потока Φ по часовой стрелке, при этом проводники ротора перемещаются относительно потока Φ против часовой стрелки. Активная составляющая тока ротора совпадает по фазе с индуцированной ЭДС, поэтому условные обозначения (крестики и точки) на рис. 5.1 показывают одновременно и направление активной составляющей тока.

На проводники с током, расположенные в магнитном поле, действуют электромагнитные силы, направление которых определяется правилом левой руки. Суммарное усилие $F_{рез}$, приложенное ко всем проводникам ротора, образует электромагнитный момент M , увлекающий ротор за вращающимся магнитным полем. Если этот момент достаточно велик, то ротор приходит во вращение и его установившаяся частота вращения n_2 соответствует равенству электромагнит-

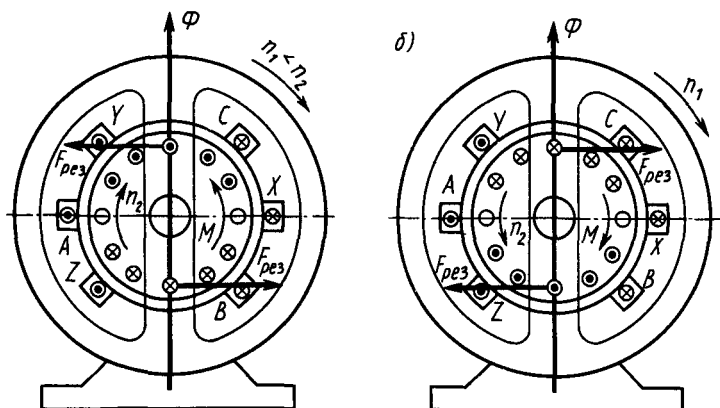


Рис. 5.2. Электромагнитная схема асинхронной машины, направления токов и электромагнитного момента при работе ее в режимах: генераторном (а) и электромагнитного торможения (б)

ного момента тормозному, создаваемому приводимым во вращение механизмом и внутренними силами трения. Такой режим работы асинхронной машины является *двигательным* и, очевидно, в данном случае $0 \leq n_2 < n_1$.

Относительную разность частот вращения магнитного поля и ротора называют *скольжением*:

$$s = (n_1 - n_2) / n_1. \quad (5.1)$$

Скольжение часто выражают в процентах

$$s = [(n_1 - n_2) / n_1] \cdot 100\%. \quad (5.1a)$$

Очевидно, что при двигательном режиме $1 > s > 0$.

Если ротор асинхронной машины разогнать с помощью внешнего момента (например, каким-либо двигателем) до частоты, большей частоты вращения магнитного поля n_1 , то изменится направление ЭДС в проводниках ротора и активной составляющей тока ротора, т. е. асинхронная машина перейдет в *генераторный режим* (рис. 5.2, а). При этом изменит свое направление и электромагнитный момент M , который станет тормозящим. В генераторном режиме асинхронная машина получает механическую энергию от первичного двигателя, превращает ее в электрическую и отдает в сеть, при этом $s < 0$.

Если изменить направление вращения ротора (или магнитного поля) так, чтобы магнитное поле и ротор вращались в противоположных направлениях (рис. 5.2, б), то ЭДС и активная составляющая тока в проводниках ротора будут направлены так же, как в двигательном режиме, т. е. машина будет получать из сети активную мощность. Однако в данном режиме электромагнитный момент M направлен

против вращения ротора, т. е. является тормозящим. Этот режим работы асинхронной машины называют *режимом электромагнитного торможения*. Так как ротор вращается в обратном направлении (относительно направления магнитного поля), то $n_2 < 0$, а $s > 1$.

Таким образом, *характерная* особенность асинхронной машины — наличие скольжения, т. е. неравенство частот вращения n_1 и n_2 . Только при указанном условии в проводниках обмотки ротора индуцируется ЭДС и возникает *электромагнитный момент*. Поэтому машину называют *асинхронной* (ее ротор вращается несинхронно с полем).

На практике обычно встречается двигательный режим асинхронной машины, поэтому теория асинхронных машин изложена здесь применительно к этому режиму с последующим обобщением ее на другие режимы работы.

§ 5.2. УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНЫХ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

По конструкции асинхронные двигатели подразделяют на два основных типа: с короткозамкнутым ротором и фазным ротором (последние называют также двигателями с контактными кольцами). Рассматриваемые двигатели имеют одинаковую конструкцию статора и отличаются лишь выполнением обмотки ротора.

Двигатели с короткозамкнутым ротором. На статоре (рис. 5.3) расположена трехфазная обмотка, которая при подключении к сети трехфазного тока создает вращающееся магнитное поле. Обмотка ротора выполнена в виде беличьей клетки, является короткозамкнутой и никаких выводов не имеет.

«Беличья клетка» состоит из медных или алюминиевых стержней, замкнутых накоротко с торцов двумя кольцами (рис. 5.4, а). Стержни этой обмотки вставляют в пазы сердечника ротора без какой-либо изоляции. В двигателях малой и средней мощности «беличью клетку» обычно получают путем заливки расплавленного алюминиевого сплава в пазы сердечника ротора (рис. 5.4, б). Вместе со стержнями «беличьей клетки» отливают короткозамыкающие кольца и торцовые лопасти, осуществляющие вентиляцию машины. Для этой цели особенно пригоден алюминий, обладающий малой плотностью, легкоплавкостью и достаточно высокой электропроводностью. В машинах большой мощности пазы короткозамкнутого ротора выполняют полузакрытыми, в машинах малой мощности — закрытыми. Обе формы паза позволяют хорошо укрепить проводники обмотки ротора, хотя и несколько увеличивают потоки рассеяния и индуктивное сопротивление роторной обмотки.

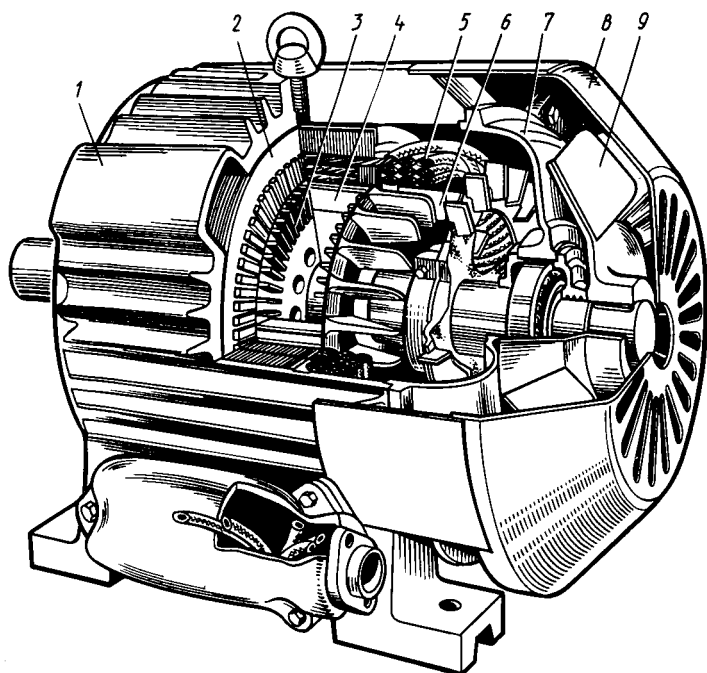


Рис. 5.3. Устройство асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором:

1—корпус; 2—сердечник статора; 3—сердечник ротора; 4—обмотка ротора «беличья клетка»; 5—обмотка статора; 6—вентиляционные лопатки ротора; 7—подшипниковый щит; 8—кожух вентилятора; 9—вентилятор

В двигателях большой мощности «беличью клетку» выполняют из медных стержней, концы которых вваривают в короткозамыкающие кольца (рис. 5.4, в). Различные формы пазов ротора показаны на рис. 5.4, г.

В электрическом отношении «беличья клетка» представляет собой многофазную обмотку, соединенную по схеме Y и замкнутую накоротко. Число фаз обмотки m_2 равно числу пазов ротора z_2 , причем в каждую фазу входят один стержень и прилегающие к нему участки короткозамыкающих колец.

Часто асинхронные двигатели с фазным и короткозамкнутым ротором имеют скошенные пазы на статоре или роторе. Скос пазов делают для того, чтобы уменьшить высшие гармонические ЭДС, вызванные пульсациями магнитного потока из-за наличия зубцов, снизить шум, вызываемый магнитными причинами, устранить явление прилипания ротора к статору, которое иногда наблюдается в микро-двигателях.

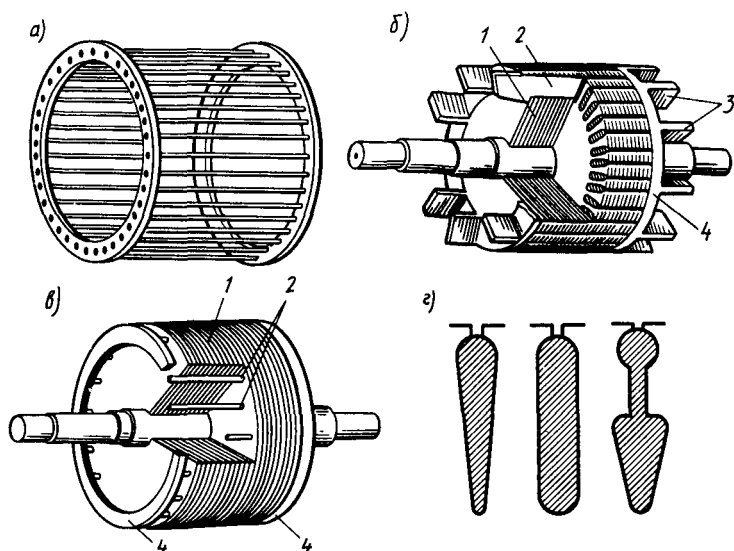


Рис. 5.4. Конструкция короткозамкнутого ротора:
1—сердечник ротора; 2—стержни; 3—лопасти вентилятора; 4—короткозамы-
кающие кольца

Двигатели с фазным ротором (рис. 5.5, а). Обмотка статора выполнена так же, как и в двигателях с короткозамкнутым ротором. Ротор имеет трехфазную обмотку с тем же числом полюсов. Обмотку ротора обычно соединяют по схеме Y , три конца которой выводят к трем контактным кольцам (рис. 5.5, б), вращающимся вместе с валом машины. С помощью металлографитных щеток, скользящих по контактным кольцам, в ротор включают пусковой или пуско-регулирующий реостат, т. е. в каждую фазу ротора вводят добавочное активное сопротивление.

Для уменьшения износа колец и щеток двигатели с фазным ротором иногда имеют приспособления для подъема щеток и замыкания колец накоротко после выключения реостата. Однако введение этих приспособлений усложняет конструкцию электродвигателя и несколько снижает надежность его работы, поэтому обычно применяют конструкции, в которых щетки постоянно соприкасаются с контактными кольцами. Основные конструктивные элементы двигателя с фазным ротором приведены на рис. 5.6.

Области применения двигателей различных типов. По конструкции двигателя с короткозамкнутым ротором проще двигателей с фазным ротором и более надежны в эксплуатации (у них отсутствуют кольца и щетки, требующие систематического наблюдения, периодической

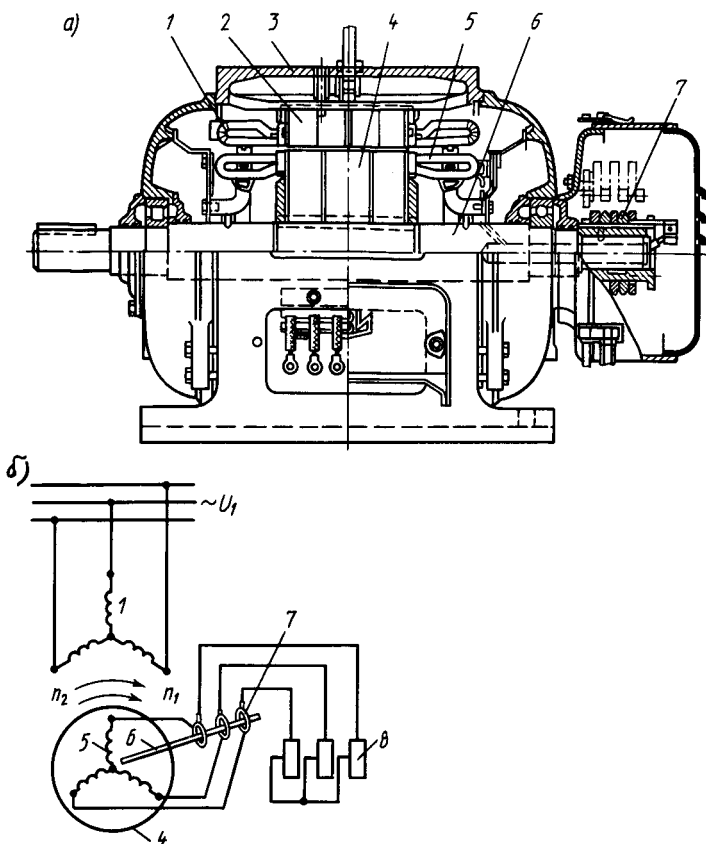


Рис. 5.5. Устройство асинхронного двигателя с фазным ротором (а) и схема его включения (б):

1—обмотка статора; 2—сердечник статора; 3—корпус; 4—сердечник ротора; 5—обмотка ротора; 6—вал; 7—кольца; 8—пусковой реостат

замены и пр.). Основные недостатки этих двигателей—сравнительно небольшой пусковой момент и значительный пусковой ток. Поэтому их применяют в тех электрических приводах, где не требуются большие пусковые моменты (электроприводы металлообрабатывающих станков, вентиляторов и пр.). Асинхронные двигатели малой мощности и микродвигатели также выполняют с короткозамкнутым ротором.

Как показано ниже, в двигателях с фазным ротором имеется возможность с помощью пускового реостата увеличивать пусковой момент до максимального значения и уменьшать пусковой ток. Следовательно, такие двигатели можно применять для привода машин и механизмов,

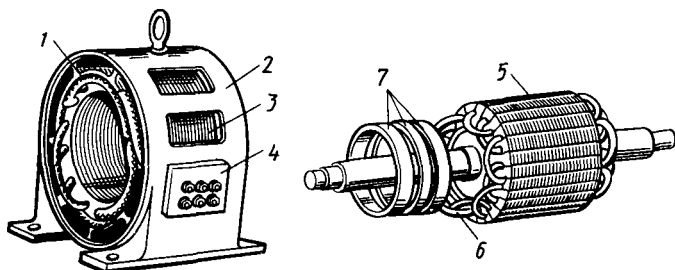


Рис. 5.6. Статор и ротор асинхронного двигателя с фазным ротором:

1—обмотка статора; 2—корпус; 3—сердечник статора; 4—коробка с выводами; 5—сердечник ротора; 6—обмотка ротора; 7—контактные кольца

которые пускают в ход при большой нагрузке (электроприводы грузоподъемных машин и пр.).

§ 5.3. АСИНХРОННАЯ МАШИНА ПРИ ЗАТОРМОЖЕННОМ РОТОРЕ

Режим работы асинхронной машины при заторможенном роторе наиболее прост для исследования, так как при этом обмотки статора и ротора пересекаются магнитным потоком с одной и той же скоростью, т. е. частоты ЭДС статора f_1 и ротора f_2 равны.

Холостой ход. Если считать, что вращающееся магнитное поле близко к круговому и, кроме того, высшие гармонические ЭДС подавляются из-за распределения обмоток в нескольких пазах и укорочения шага, то при анализе можно учитывать только первые гармонические ЭДС статора и ротора соответственно:

$$E_1 = 4,44 f_1 w_1 k_{o61} \Phi_m; \quad (5.2)$$

$$E_2 = 4,44 f_1 w_2 k_{o62} \Phi_m. \quad (5.3)$$

Отношение

$$E_1/E_2 = w_1 k_{o61} / (w_2 k_{o62}) = k_E \quad (5.4)$$

называют *коэффициентом трансформации* ЭДС. Для основных гармонических обмоточные коэффициенты обычно равны 0,96...0,90 и поэтому в первом приближении можно считать

$$k_E = w_1/w_2, \quad (5.5)$$

аналогично тому, как это наблюдается в трансформаторе.

Если обмотка ротора разомкнута, то по ней ток не проходит, а следовательно, она не влияет на электро-

магнитные процессы в статоре. Этот режим называют режимом холостого хода.

При холостом ходе для каждой обмотки фазы статора можно составить уравнение, полностью тождественное уравнению для первичной обмотки трансформатора при холостом ходе:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{\sigma 1} = \dot{I}_0 R_1, \quad (5.6)$$

где $\dot{E}_1$ — ЭДС, индуцируемая вращающимся магнитным потоком Φ , охватывающим обмотки ротора и статора; $E_{\sigma 1} = 4,44 f_1 k_{\sigma 1} w_1 \Phi_{\sigma 1 m}$ — ЭДС, вызываемая потоком рассеяния обмотки статора; $\dot{I}_0 R_1$ — падение напряжения в обмотке статора, вызываемое током холостого хода.

В соответствии с (5.6) можно построить векторную диаграмму асинхронной машины при холостом ходе (рис. 5.7, а). При этом вектор $\dot{E}_{\sigma 1}$ заменяют противоположно направленным ему вектором $j\dot{I}_0 X_1$ индуктивного падения напряжения в обмотке статора. В принципе указанная диаграмма аналогична векторной диаграмме трансформатора при холостом ходе, так как в этих машинах при заторможенном роторе протекают одинаковые электромагнитные процессы (обмотка статора аналогична первичной обмотке трансформатора, а обмотка ротора — вторичной обмотке). Однако ток холостого хода $\dot{I}_0$ в асинхронном двигателе из-за наличия воздушного зазора между ротором и статором значительно больше, чем в трансформаторе (20...40% от номинального тока по сравнению с 0,5...3% у трансформатора), вследствие чего здесь нельзя пренебрегать падениями напряжения $\dot{I}_0 R_1$ и $j\dot{I}_0 X_1$ и пользоваться приближенным уравнением $\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = 0$, как это делают в некоторых случаях при построении векторной диаграммы трансформатора.

Относительно большой ток холостого хода в асинхронных машинах является одним из главных недостатков, так как вызывает увеличение потерь в обмотке статора (особенно в небольших машинах) и уменьшение коэффициента мощности машины. Для снижения тока холостого хода заводы-изготовители стремятся выполнять в асинхронных

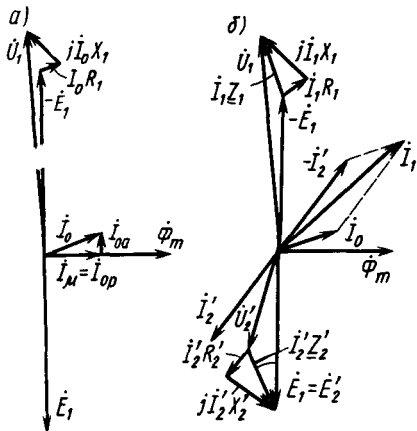


Рис. 5.7. Векторные диаграммы асинхронной машины при заторможенном роторе (а, б)

машинах минимально возможные с точки зрения конструкции и технологии зазоры. Так, например, у двигателей мощностью 5 кВт и менее зазоры между статором и ротором равны 0,1...0,3 мм.

При построении векторных диаграмм асинхронной машины принимают, что потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, создаваемые обмотками статора и ротора, совпадают по фазе с токами, проходящими по соответствующим обмоткам, и пропорциональны этим токам аналогично тому, как это принято в теории трансформатора. Это допущение вполне обосновано, так как указанные магнитные потоки замыкаются главным образом по воздуху (поперек соответствующих пазов, через коронки зубцов и вокруг лобовых соединений). Поэтому в асинхронной машине, так же как и в трансформаторе, можно считать, что при режимах, близких к номинальному, индуктивные сопротивления $X_1 = E_{\sigma 1}/I_1$ и $X_2 = E_{\sigma 2}/I_2$ не зависят от тока в соответствующих обмотках.

Работа машины под нагрузкой. Асинхронную машину с заторможенным ротором можно использовать в качестве трансформатора, если в цепь обмотки ротора (вторичной обмотки) включить сопротивление нагрузки Z_n .

Векторная диаграмма асинхронной машины с заторможенным ротором (рис. 5.7, б) аналогична диаграмме трансформатора и определяется теми же основными уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{E}_1 &= \dot{I}_1 R_1 + j \dot{I}_1 X_1; \\ \dot{U}'_2 &= \dot{E}'_2 - \dot{I}'_2 R'_2 - j \dot{I}'_2 X'_2; \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Однако наличие в асинхронной машине вращающегося потока обуславливает некоторые специфические особенности при взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках. Поскольку обмотки фазы ротора сдвинуты в пространстве, а токи в них имеют временной сдвиг, они создают бегущую волну МДС ротора F_2 , частота вращения которой

$$n_{F_2} = 60 f_2 / p_2, \quad (5.8)$$

где f_2 и p_2 — частота тока и число пар полюсов ротора.

При неподвижном роторе ЭДС в обмотках статора и ротора имеют одинаковую частоту, т. е. $f_2 = f_1$, поэтому $n_{F_2} = 60 f_1 / p_2$.

Асинхронная машина может работать только при равенстве частот вращения бегущих волн МДС статора F_1 и ротора F_2 . Следовательно, статор и ротор должны иметь одинаковое число полюсов, т. е. $p_1 = p_2 = p$. При этом условии бегущие волны МДС ротора и статора неподвижны одна относительно другой и взаимодействуют между собой,

обеспечивая передачу мощности из статора в ротор так же, как и в трансформаторе. В результате ток ротора I_2 создает компенсирующую его составляющую тока статора I_2' и результирующий магнитный поток остается примерно таким же, как и при режиме холостого хода. Таким образом,

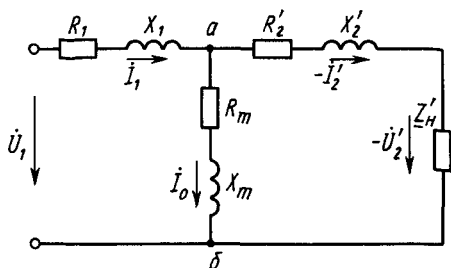


Рис. 5.8. Схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

для асинхронной машины, как и для трансформатора, справедливо условие $\Phi \approx \text{const}$, т. е. магнитный поток при изменении режима работы изменяется мало. *Требование равенства частот вращения бегущих волн МДС ротора и статора жестко определяет лишь равенство числа полюсов.* Число обмоток фаз статора и ротора может быть любым.

Если выбор числа фаз m_1 обмотки статора определен питанием ее от трехфазной (в двигателях общепромышленного применения) или двухфазной (в микродвигателях) сети переменного тока, то число фаз m_2 обмотки ротора выбирают при проектировании машины исходя из удобств конструкции и технологии изготовления ротора, т. е. можно выполнить ее многофазной в виде «беличьей клетки», у которой m_2 равно числу стержней z_2 клетки. В такой обмотке отдельные «фазы» сдвинуты одна относительно другой на угол $\alpha = 2\pi/Z_2$, а число пар полюсов p_2 всегда равно числу пар полюсов p_1 вращающегося магнитного поля.

Схема замещения. Эта схема (рис. 5.8) аналогична схеме замещения трансформатора, но ее параметры определяются другими коэффициентами приведения. Полагая $E_2' = E_1 = k_E E_2$, из условия равенства мощностей реального и приведенного роторов $m_2 E_2 I_2 = m_1 E_2' I_2'$ находим

$$I_2' = (m_2/m_1)(E_2/E_2')I_2 = m_2 w_2 k_{062} I_2 / (m_1 w_1 k_{061}) = I_2/k_i. \quad (5.9)$$

Величину $k_i = m_1 w_1 k_{061} / (m_2 w_2 k_{062})$ называют *коэффициентом приведения (трансформации) токов*.

Из равенства электрических потерь $m_2 I_2^2 R_2 = m_1 I_2'^2 R_2'$ получаем

$$R_2' = (m_2/m_1)(I_2/I_2')^2 R_2 = k_i k_E R_2. \quad (5.10)$$

Из равенства относительных индуктивных падений напряжений $I_2 X_2/E_2 = I_2' X_2'/E_2'$ находим

$$X_2' = (E_2'/E_2)(I_2/I_2')X_2 = k_i k_E X_2. \quad (5.10a)$$

Величину $k_E k_i$ называют *коэффициентом приведения сопротивлений*. При определении коэффициентов k_E и k_i для

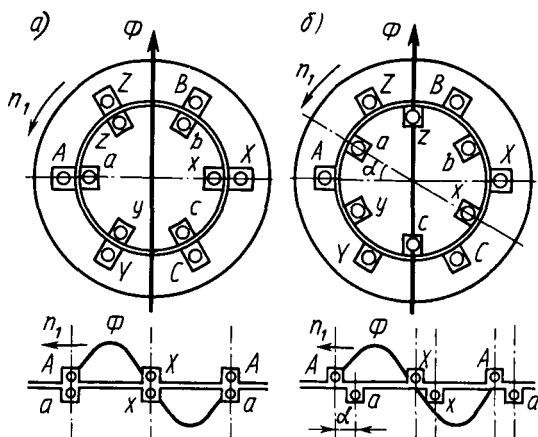


Рис. 5.9. Схематический разрез (а, б):
1—обмотка статора; 2—обмотка ротора

короткозамкнутой обмотки типа «беличья клетка» принимают $w_2=0,5$; $m_2=z_2$ и $k_{об2}=1$.

Таким образом, теория работы асинхронной машины с заторможенным ротором в основном подобна теории работы трансформатора. Однако использование асинхронной машины в качестве трансформатора обычно нецелесообразно, так как она значительно дороже трансформатора и имеет худшие эксплуатационные характеристики (большой ток холостого хода, меньший КПД и пр.). Только в некоторых специальных устройствах асинхронную машину используют в режиме работы трансформатора, т. е. при заторможенном роторе.

Области применения асинхронной машины с заторможенным ротором. Рассмотренный режим работы используют в фазорегуляторах и индукционных регуляторах.

Фазорегулятор работает следующим образом. Если ротор трехфазной асинхронной машины установлен в положении (рис. 5.9, а), при котором оси одноименных фаз ротора и статора совпадают, то вращающийся магнитный поток пересекает обмотки статора и ротора одновременно. Следовательно, ЭДС E_1 и E_2 имеют одинаковую фазу. Если повернуть ротор навстречу магнитному потоку на угол α (рис. 5.9, б), то магнитный поток будет сначала набегать на фазу ax ротора, а потом на фазу Ax статора. Вследствие этого ЭДС E_2 будет опережать E_1 по фазе на угол α . Поворачивая ротор в одну или другую сторону, можно получить требуемую фазу ЭДС:

$$e_2 = E_{2m} \sin(\omega t \pm \alpha).$$

Асинхронные фазорегуляторы используют главным образом в схемах автоматики для компенсации фазовой погрешности, в управляемых выпрямителях, устройствах для испытаний электроизмерительных приборов и пр. Промышленность выпускает миниатюрные фазорегуляторы с одной обмоткой на роторе. Поворот осуществляют с помощью червячного редуктора с самоторможением.

Индукционный регулятор выполнен в виде трехфазного поворотного автотрансформатора. Его применяют для регулирования трехфазного переменного напряжения, подаваемого на какие-либо устройства.

В качестве первичной обмотки регулятора обычно используют обмотку ротора 1 (рис. 5.10, а), вторичной служит обмотка статора 2. Входное напряжение $U_{вх}$ подводят к началам a, b и c первичной, а также к началам A, B и C вторичной обмоток; выходное напряжение $U_{вых}$ снимают с концов X, Y и Z вторичной обмотки.

При подключении индукционного регулятора к сети трехфазного тока в каждой фазе обмотки ротора и статора индуцируются ЭДС E_1 и E_2 . При холостом ходе для каждой фазы этой машины

$$\dot{U}_{вых} = \dot{E}_1 + \dot{E}_2 \approx \dot{U}_{вх} + \dot{E}_2. \quad (5.11)$$

Из (5.11) следует, что векторы $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{E}_2$ складываются геометрически и поэтому действующее значение выходного напряжения $U_{вых}$ зависит от угла сдвига фаз α между векторами $\dot{U}_{вх}$ и $\dot{E}_2$. Этот угол можно изменять, поворачивая ротор, и получать таким образом различные значения выходного напряжения $U_{вых}$ (рис. 5.10, б).

Достоинство индукционного регулятора — возможность плавного изменения выходного напряжения под нагрузкой без разрыва тока. При этом ток ротора, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитный момент, стремящийся повернуть ротор, поэтому необходимо принять меры для торможения ротора. В индукционных регуляторах

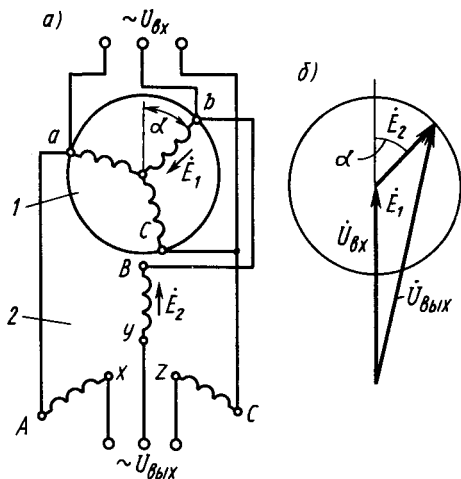


Рис. 5.10. Схема (а) и векторная диаграмма напряжений (б) трехфазного индукционного регулятора

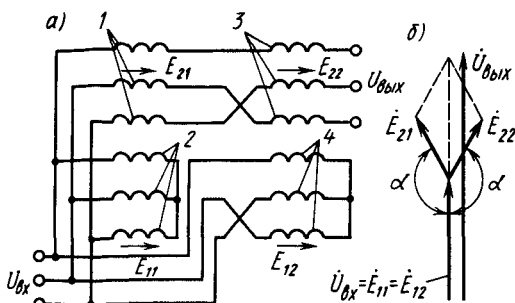


Рис. 5.11. Схема (а) и векторная диаграмма напряжения (б) двоянного трехфазного индукционного регулятора:
1, 3 — обмотки статора; 2, 4 — обмотки ротора

льно, применяют двоянный регулятор, у которого оба ротора расположены на общем валу. Обмотки ротора обоих регуляторов соединены между собой параллельно, а обмотки статора — последовательно (рис. 5.11, а), причем фазы этих обмоток подключены к сети с входным напряжением $U_{вх}$ так, чтобы направление вращения магнитного поля в обоих регуляторах было противоположным. При этом суммарный вращающий момент на валу двоянного регулятора равен нулю и он не требует специального тормозного устройства. При повороте двоянного ротора в каком-либо направлении ротор одного из регуляторов поворачивается по направлению вращения поля, а ротор другого — в обратном направлении. Поэтому векторы вторичных ЭДС E_{21} и E_{22} поворачиваются в противоположных направлениях и при холостом ходе

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вх} + \dot{E}_{21} + E_{22}. \quad (5.11a)$$

При этом фаза напряжения $U_{вых}$, как видно из векторной диаграммы (рис. 5.11, б), остается неизменной. Индукционные регуляторы выполняют мощностью до 500 кВт.

§ 5.4. РАБОТА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ПРИ ВРАЩАЮЩЕМСЯ РОТОРЕ

Рассмотрим общий случай индуцирования ЭДС в обмотке ротора, увлекаемого вращающимся магнитным полем.

Электродвижущая сила. Так как эта обмотка пересекается магнитным потоком с частотой $n_s = n_1 - n_2$, частота индуцируемой в ней ЭДС

$$f_2 = p n_s / 60 = p (n_1 - n_2) / 60. \quad (5.12)$$

Учитывая, что $p n_1 / 60 = f_1$ и $(n_1 - n_2) / n_1 = s$, представим (5.12) в виде

малой мощности с червячной передачей от штурвала происходит самоторможение ротора из-за наличия этой передачи.

В рассмотренном индукционном регуляторе одновременно с изменением значения выходного напряжения изменяется и его фаза. В случае, если такое изменение нежелатель-

$$f_2 = f_1 s. \quad (5.12a)$$

При вращении ротора ЭДС в его обмотке

$$E_{2s} = 4,44 f_2 w_2 k_{\text{об}2} \Phi_m = 4,44 f_1 s w_2 k_{\text{об}2} \Phi_m. \quad (5.13)$$

Учитывая, что ЭДС при заторможенном роторе $E_2 = 4,44 f_1 w_2 k_{\text{об}2} \Phi_m$, получаем

$$E_{2s} = s E_2. \quad (5.13a)$$

Если обмотка ротора замкнута, по ней проходит ток с частотой f_2 , который создает бегущую волну МДС F_2 , вращающуюся относительно ротора с частотой

$$n_{F2} = 60 f_2 / p = 60 f_1 s / p = n_1 s = n_1 - n_2.$$

Направление вращения МДС ротора определяется порядком чередования максимумов тока в фазах, т. е. МДС ротора вращается в ту же сторону, что и магнитное поле статора (см. § 4.4). Легко заметить, что частота вращения МДС ротора относительно статора равна сумме частот $n_2 + n_{F2} = n_1$.

Следовательно, при вращении ротора МДС статора F_1 и МДС ротора F_2 вращаются в пространстве с одинаковой частотой в одну и ту же сторону, т. е. относительно друг друга они неподвижны. Таким образом, полученные выше для заторможенного ротора выводы о взаимодействии токов в первичной и вторичной обмотках применимы и для вращающегося ротора.

Из изложенного следует, что в асинхронной машине магнитное поле, вращающееся с частотой n_1 , возникает в результате совместного действия бегущих волн МДС ротора и статора. Оно служит связующим звеном между статором и ротором, обеспечивая обмен энергией между ними, точно так же, как переменное магнитное поле в трансформаторе осуществляет передачу энергии из первичной обмотки во вторичную.

Энергетическая диаграмма. При работе асинхронной машины в двигательном режиме (рис. 5.12) к статору из сети подводится мощность

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1. \quad (5.14)$$

Часть этой мощности затрачивается на покрытие электрических потерь $\Delta P_{\text{эл}1}$ в активном сопротивлении обмотки статора и магнитных потерь $\Delta P_{\text{м}1}$ в статоре. В ротор посредством вращающегося магнитного поля передается электромагнитная мощность

$$P_{\text{эм}} = P_1 - \Delta P_{\text{эл}1} - \Delta P_{\text{м}1}. \quad (5.15)$$

Часть электромагнитной мощности, полученной ротором, тратится на покрытие электрических потерь $\Delta P_{\text{эл}2}$ в его

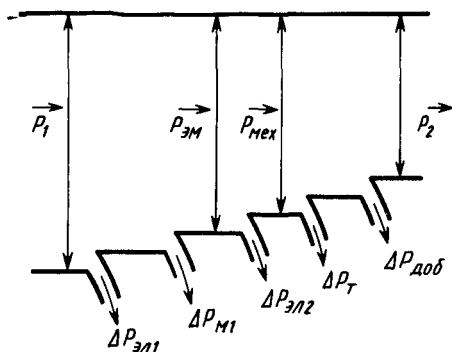


Рис. 5.12. Энергетическая диаграмма асинхронной машины

обмотке. В машинах с фазным ротором возникают также потери в щеточных контактах на кольцах, которые обычно включают в потери $\Delta P_{эл2}$. Оставшаяся часть мощности $P_{эм}$ превращается в механическую мощность

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2} \quad (5.16)$$

Магнитные потери $\Delta P_{м2}$ в стали ротора из-за малой частоты перемагничивания практически отсутствуют. Механическая мощность, за исключением небольших потерь на трение, является выходной полезной мощностью двигателя:

$$P_2 = P_{мех} - \Delta P_{т} - \Delta P_{доб}, \quad (5.17)$$

где $\Delta P_{т}$ и $\Delta P_{доб}$ — соответственно потери на трение (механические) и добавочные потери.

Выразим электромагнитную и механическую мощности через электромагнитный вращающий момент M :

$$P_{эм} = M\Omega_1; \quad P_{мех} = M\Omega_2, \quad (5.18)$$

где $\Omega_1 = 2\pi n_1/60$ и $\Omega_2 = 2\pi n_2/60$ — угловые скорости соответственно магнитного поля и ротора.

Из энергетической диаграммы (рис. 5.12) следует, что

$$\Delta P_{эл2} = P_{эм} - P_{мех} \quad (5.19)$$

или

$$\Delta P_{эл2} = M\Omega_1 - M\Omega_2 = M\Omega_1(\Omega_1 - \Omega_2)/\Omega_1 = M\Omega_1 s. \quad (5.20)$$

Из формулы (5.20) имеем

$$M = \Delta P_{эл2} / (\Omega_1 s); \quad (5.21)$$

$$s = \Delta P_{эл2} / (M\Omega_1) = \Delta P_{эл2} / P_{эм}. \quad (5.22)$$

Формулы (5.21) и (5.22) позволяют произвести анализ важнейших свойств асинхронного двигателя, а именно установить связь между скольжением и КПД, а также зависимость электромагнитного момента от параметров машины и режима ее работы.

Связь между скольжением и коэффициентом полезного действия. Представим КПД асинхронного двигателя в виде

$$\eta = P_2/P_1 = (P_{эм}/P_1)(P_2/P_{эм}) = \eta_1 \eta_2, \quad (5.23)$$

где η_1 и η_2 — КПД статора и ротора.

Поскольку

$$\eta_2 = P_2 / P_{\text{эм}} = (P_{\text{эм}} - \Delta P_{\text{эл2}} - \Delta P_{\text{т}} - \Delta P_{\text{доб}}) / P_{\text{эм}}, \quad (5.24)$$

справедливо неравенство

$$\eta_2 < (P_{\text{эм}} - \Delta P_{\text{эл2}}) / P_{\text{эм}} < (1 - \Delta P_{\text{эл2}} / P_{\text{эм}}) < (1 - s). \quad (5.25)$$

Следовательно, $\eta < \eta_2 < (1 - s)$.

Таким образом, для работы асинхронного двигателя в номинальном режиме с высоким КПД необходимо, чтобы в этом режиме он имел небольшое скольжение. Обычно $s_{\text{ном}} = 0,01 \dots 0,06$, при этом обмотку ротора выполняют с небольшим активным сопротивлением.

Номинальную частоту вращения ротора

$$n_{2\text{ном}} = n_1 (1 - s_{\text{ном}}) \quad (5.26)$$

можно принять равной приблизительно $0,97 n_1$.

Значения частоты вращения n_1 и приближенные значения n_2 для асинхронных двигателей общепромышленного применения при $f_1 = 50$ Гц в зависимости от числа полюсов 2р приведены ниже

Число полюсов	2	4	6	8
n_1 , об/мин	3000	1500	1000	750
n_2 , об/мин	2910	1450	970	730

Незначительное отклонение частоты вращения ротора от синхронной частоты вращения магнитного поля позволяет в технических документах указывать не $n_{2\text{ном}}$, а n_1 или число полюсов.

При необходимости получения частоты вращения $n_1 > > 3000$ об/мин применяют повышенную частоту тока $f_1 > > 50$ Гц. Так, например, в авиации для повышения частоты вращения электродвигателей с целью снижения их массы и габаритов используют частоту тока $f_1 = 400$ Гц; в текстильной и лесной промышленности для увеличения производительности соответствующих машин электродвигатели, приводящие их во вращение, питаются от источников тока повышенной частоты $f_1 = 150 \dots 250$ Гц.

Электромагнитный момент. Формулу (5.21), полученную из энергетической диаграммы, преобразуем к удобному для анализа виду, подставив в нее значения

$$\Omega_1 = 2\pi n_1 / 60 = 2\pi f_1 / p; \quad (5.27)$$

$$\Delta P_{\text{эл2}} = m_2 I_2 E_{2s} \cos \psi_2, \quad (5.28)$$

где ψ_2 — угол сдвига фаз между ЭДС и током ротора.

При этом с учетом (5.13) получаем

$$M = (p m_2 k_{\text{об2}} / \sqrt{2}) \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = c_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2, \quad (5.29)$$

где $c_M = p m_2 k_{\text{об2}} / \sqrt{2}$ — постоянная.

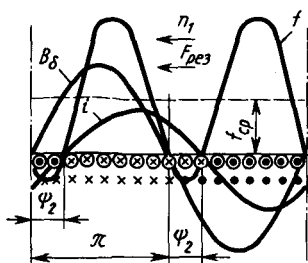


Рис. 5.13. Кривые распределения индукции, тока и электромагнитных сил, действующих на проводники асинхронной машины

Формула (5.29) справедлива не только для асинхронных машин, но и для электрических машин всех типов. Во всех этих машинах электромагнитный момент пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую тока ротора.

Поясним физический смысл этой формулы на примере асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. На рис. 5.13 изображена развертка ротора, где кружками показаны поперечные сечения стержней. Вращающийся магнитный поток (кривая индукции в воз-

душном зазоре B_δ), пересекая проводники обмотки ротора, индуцирует в них переменную синусоидальную ЭДС, мгновенное значение которой $e = B_\delta l v$. Следовательно, кривая распределения индукции B_δ вдоль окружности ротора представляет собой кривую распределения мгновенных значений ЭДС в стержнях, выраженную в другом масштабе. Направление этих ЭДС, определенное по правилу правой руки, показано крестиками и точками ниже сечений стержней. Мгновенное значение тока i в стержнях также изображается синусоидой (кривая i), сдвинутой относительно кривой ЭДС на угол ψ_2 . Направленными внутри стержней.

Ток ротора, взаимодействуя с магнитным потоком, вызывает появление электромагнитных сил. При этом на каждый проводник действует усилие $f = B_\delta l i$. Распределение усилий по стержням представлено кривой f . Таким образом, к проводникам, лежащим на дуге $\pi - \psi_2$, приложены силы, увлекающие ротор за вращающимся магнитным потоком, а на дуге ψ_2 — тормозящие силы. Поэтому при неизменной силе тока I_2 результирующее усилие $F_{рез}$, а следовательно, и вращающий момент M тем меньше, чем больше угол ψ_2 . В пределе при $\psi_2 = \pi/2$ момент $M = 0$, так как на половину проводников действует усилие, направленное в одну сторону, а на другую половину — такое же усилие, направленное в противоположную сторону.

Формула (5.29) позволяет установить связь между значением момента и физическими явлениями, происходящими в двигателе. Ею удобно пользоваться при качественном анализе поведения двигателя в различных режимах. Недостаток формулы (5.29) заключается в том, что входящие в нее величины (Φ_m , I_2 и $\cos \psi_2$) не связаны непосредственно с напряжением сети и режимом работы машины, а их

экспериментальное определение довольно сложно. Поэтому ниже выведена другая формула для электромагнитного вращающего момента, позволяющая более просто определять его значение и влияние на него различных параметров машины в эксплуатационных режимах.

§ 5.5. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Схема замещения позволяет определить токи, потери мощности и падения напряжения в асинхронной машине. При этом нужно учитывать, что в обмотке вращающегося ротора проходит ток, действующее значение и частота которого зависят от частоты вращения.

Схема замещения обмотки ротора. Из электрической схемы замещения ротора при его вращении (рис. 5.14, а) следует, что ток ротора

$$I_2 = E_{2s} / Z_2 = E_{2s} / \sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}. \quad (5.30)$$

При вращении ротора [см. (5.13а) и (5.12а)] ЭДС E_{2s} в обмотке ротора и ее частота пропорциональны скольжению s . Следовательно, и индуктивное сопротивление обмотки ротора зависит от скольжения:

$$X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f_1 L_2 s = X_2 s, \quad (5.31)$$

где X_2 — индуктивное сопротивление обмотки заторможенного ротора.

Подставляя значения E_{2s} и X_{2s} в (5.30), получаем

$$I_2 = s E_2 / \sqrt{R_2^2 + (s X_2)^2}. \quad (5.32)$$

В числителе и знаменателе (5.32) есть переменная величина s , поэтому преобразуем его к виду

$$I_2 = E_2 / \sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}. \quad (5.32a)$$

Уравнению (5.32a) соответствует электрическая схема замещения, показанная на рис. 5.14, б. Здесь ЭДС E_2 и индуктивное сопротивление X_2 неизменны, а активное сопротивление R_2/s изменяется в зависимости от скольжения.

Схемы, представленные на рис. 5.14, а, б, с энергетической точки зрения не эквивалентны. Так, в схеме, приведенной на рис. 5.14, а, электрическая мощность ротора P_r равна электрическим потерям

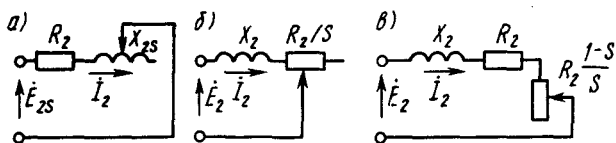


Рис. 5.14. Схемы замещения ротора асинхронной машины (а—в)

$$P_p = \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2, \quad (5.33)$$

а мощность, потребляемая в схеме, приведенной на рис. 5.14, б,

$$P'_p = m_2 I_2^2 R_2 / s. \quad (5.33a)$$

Отношение этих мощностей

$$P_p / P'_p = \Delta P_{эл2} / P'_p = m_2 I_2^2 R_2 / (m_2 I_2^2 R_2 / s) = s.$$

Однако поскольку $s = \Delta P_{эл2} / P_{эм}$, получим, что $P'_p = P_{эм}$. Следовательно, электрическая мощность P'_p в схеме, представленной на рис. 5.14, б, равна всей электромагнитной мощности, подводимой от статора к ротору.

По известным значениям $\Delta P_{эл2}$ и $P_{эм}$ можно определить и механическую мощность ротора:

$$P_{мех} = P_{эм} - \Delta P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2 / s - m_2 I_2^2 R_2 = m_2 I_2^2 R_2 (1 - s) / s. \quad (5.34)$$

Полученный результат наглядно представлен электрической схемой (рис. 5.14, в), в которой активное сопротивление обмотки ротора состоит из двух частей: R_2 и $R_2(1-s)/s$. Первое сопротивление не зависит от режима работы, и потери в нем равны электрическим потерям реального ротора. Второе сопротивление зависит от скольжения, и мощность, выделяющаяся в нем, численно равна механической мощности двигателя. Таким образом, рассматриваемая схема замещения позволяет заменить реальный вращающийся ротор неподвижным, в цепь обмотки которого включено активное сопротивление, зависящее от частоты вращения ротора.

Т-образная схема замещения. Полная схема замещения асинхронной машины при вращающемся роторе отличается от схемы замещения асинхронной машины с заторможенным ротором только наличием в цепи ротора активного сопротивления, зависящего от нагрузки (рис. 5.15, а). Эту схему замещения называют Т-образной. Следовательно, и в этом случае удастся свести теорию асинхронной машины к теории трансформатора. Векторная диаграмма для Т-образной схемы замещения приведена на рис. 5.15, б.

Сопротивления R_m и X_m намагничивающего контура значительно меньше соответствующих значений для схемы замещения трансформатора, так как ток холостого хода асинхронного двигателя гораздо больше, чем у трансформатора. Если при рассмотрении работы трансформатора часто можно пренебречь намагничивающим контуром, то при рассмотрении работы асинхронного двигателя этого сделать нельзя, так как ошибка может получиться значительной.

Г-образная схема замещения. Можно упростить вычисления, преобразовав Т-образную схему замещения в Г-образную, как это показано на рис. 5.16, а. Подобные преобразо-

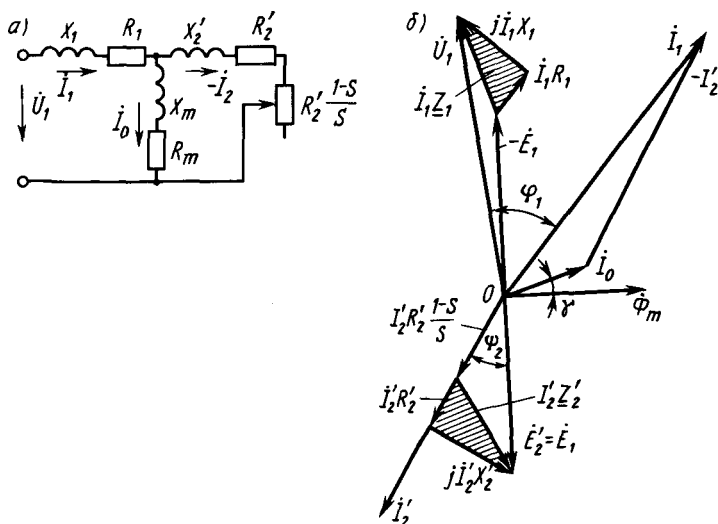


Рис. 5.15. Т-образная схема замещения (а) асинхронной машины и ее векторная диаграмма (б)

вания изучаются в курсе ТОЭ, поэтому математические выкладки здесь не приводятся.

Для Г-образной схемы замещения (рис. 5.16, а) имеем $\dot{I}_1 = \dot{I}_0' + (-\dot{I}_2'')$; $\dot{I}_2'' = \dot{I}_2' / C_1$, где $\dot{I}_2'$ и $\dot{I}_2''$ — токи рабочих контуров для Т- и Г-образной схем замещения.

Появившийся в этой схеме замещения комплекс $\dot{C}_1 = 1 + (R_1 + jX_1) / (R_m + jX_m)$ практически всегда можно заменить модулем C_1 , который для асинхронных двигателей мощностью 10 кВт и выше равен 1,02...1,05. При анализе электромагнитных процессов в машинах общего применения часто полагают $C_1 \approx 1$, что существенно облегчает расчеты и мало влияет на точность полученных результатов. Г-образную схему замещения при $C_1 = 1$ называют *упрощенной схемой замещения с вынесенным намагничивающим контуром* (рис. 5.16, б). В этой схеме ток $\dot{I}_0'$ без большой погрешности можно приравнять току $\dot{I}_0$.

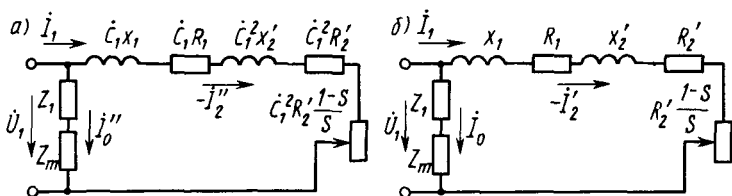


Рис. 5.16. Г-образные схемы замещения асинхронной машины (а, б)

§ 5.6. КРУГОВАЯ ДИАГРАММА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Наглядное представление о количественных и качественных соотношениях токов, мощностей и напряжений в отдельных элементах асинхронной машины дает круговая диаграмма. Она является векторной диаграммой схемы замещения асинхронной машины с некоторыми дополнительными построениями. Круговая диаграмма позволяет определить графически все величины, необходимые для построения рабочих и пусковых характеристик двигателя.

Обоснование круговой диаграммы. В основу построения этой диаграммы положена упрощенная схема замещения с вынесенным намагничивающим контуром (рис. 5.16, б), для которой ток в обмотке статора $\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2)$.

В данной схеме ток намагничивающего контура неизменен:

$$\dot{I}_0 = \dot{U}_1 / (\underline{Z}_m + \underline{Z}_1) \approx \text{const}, \quad (5.35)$$

и его вектор $\dot{I}_0$ отстает от вектора напряжения $\dot{U}_1$ на угол φ_0 (рис. 5.17, а), причем

$$\text{tg } \varphi_0 = (X_m + X_1) / (R_m + R_1). \quad (5.36)$$

Поскольку $X_m + X_1 > R_m + R_1$, угол φ_0 близок к $\pi/2$.

Ток $\dot{I}'_2$ замыкается по контуру, называемому рабочим (см. рис. 5.16, б). В этом контуре индуктивные сопротивления X_1 и X_2 неизменны, а переменное активное сопротивление равно $(R_1 + R'_2/s)$, поэтому ток рабочего контура изменяется при изменении скольжения. Ток $-\dot{I}'_2$ принимает максимальное значение при некотором скольжении, соответствующем активному сопротивлению рабочего контура $R_1 + R'_2/s = 0$. При этом ток $-\dot{I}'_2$ реактивный и его значение

$$\dot{I}'_{2\text{max}} = U_1 / (X_1 + X'_2). \quad (5.37)$$

Можно доказать, что при изменении активного сопротивления рабочего контура конец вектора тока $-\dot{I}'_2$ перемещается по окружности OAB , диаметр которой OB (рис. 5.17,

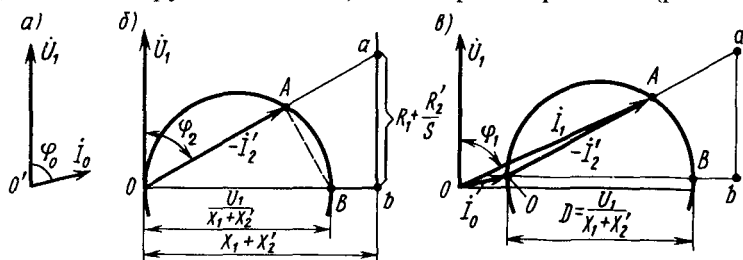


Рис. 5.17. Упрощенные векторные диаграммы асинхронной машины (а—в)

б) в масштабе тока m_i соответствует максимальному значению тока $I'_{2\max}$. Отложим на оси абсцисс отрезок $\overline{Ob}$, равный в масштабе сопротивлений m_z реактивному сопротивлению рабочего контура $(X_1 + X'_2)$, а из точки b перпендикулярно оси абсцисс отрезок $\overline{ba}$, равный в том же масштабе активному сопротивлению $(R_1 + R'_2/s)$ этого контура при заданном скольжении. Отрезок $\overline{Oa} = \sqrt{\overline{Ob}^2 + \overline{ba}^2}$ в масштабе сопротивлений представляет собой полное сопротивление рабочего контура при заданном скольжении:

$$Z_{p.k} = \sqrt{(X_1 + X'_2)^2 + (R_1 + R'_2/s)^2}. \quad (5.38)$$

Из подобия прямоугольных треугольников Oba и OBA можно найти, что $\overline{Ob}/\overline{Oa} = \overline{OA}/\overline{OB}$, откуда

$$\overline{OA} = \frac{\overline{OB} \cdot \overline{Ob}}{\overline{Oa}} = \frac{I'_{2\max}(X_1 + X'_2)}{m_i Z_{p.k}} = \frac{U_1}{m_i Z_{p.k}} = \frac{I'_2}{m_i}. \quad (5.39)$$

Тангенс угла между осью ординат и отрезком OA

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \overline{Ob}/\overline{ab} = (X_1 + X'_2)/(R_1 + R'_2/s). \quad (5.40)$$

Таким образом, отрезок $\overline{OA}$ и по величине, и по направлению соответствует вектору тока $-I'_2$. Построение выполнено при произвольном значении скольжения s , поэтому можно утверждать, что конец вектора тока $-I'_2$ при изменении режима работы перемещается по окружности OAB диаметром $D = U_1/(X_1 + X'_2)$.

Совместив начало вектора тока $-I'_2$ с концом вектора I_0 , получим векторную диаграмму для упрощенной схемы замещения с вынесенным намагничивающим контуром (см. рис. 5.16, б), которую называют круговой диаграммой асинхронной машины (рис. 5.17, в). В этой диаграмме ток I_1 в масштабе m_i равен отрезку $O'A$, ток I'_2 — отрезку OA , а годографом векторов этих токов является окружность диаметром OB .

Определение величин, характеризующих работу машины по круговой диаграмме. Кроме токов по круговой диаграмме можно определить также мощности, вращающий момент и другие величины, для чего следует сделать ряд дополнительных построений (рис. 5.18).

Мощность P_1 , подводимая из сети к обмотке статора, пропорциональна активной составляющей тока статора $I_{1a} = I_1 \cos \varphi_1$, поэтому в масштабе мощностей m_p она изображается отрезком $\overline{AC}$, перпендикулярным линии $O'G$, т. е. $P_1 = AC \cdot m_p$. В соответствии с изложенным линию $O'G$ называют иногда *линией подведенной мощности*.

Мощность, поступающая к намагничивающему контуру, равна практически магнитным потерям ΔP_M в стали статора.

а. Очевидно, что отрезок ab равен сумме активных сопротивлений в цепи рабочего контура. Соединив прямыми точку O с точками e и f , получают на отрезке $\overline{AD}$ соответственно точки E и F , разбивающие отрезок $\overline{AD}$ в соотношении $\overline{DE}:\overline{EF}:\overline{FA} = R_1:R'_2:R_2(1-s)/s$. Следовательно, отдельные составляющие мощности $P_{p.k}$ имеют вид:

$$\Delta P_{эл1} = m_p \overline{DE}; \quad \Delta P_{эл2} = m_p \overline{EF}; \quad P_{мех} = m_p \overline{FA}.$$

Очевидно, что расположение прямых Of и Oe не зависит от режима работы машины, поэтому они являются неотъемлемой частью круговой диаграммы. Обычно на диаграмме линию ab и ее составляющие отрезки не показывают, а ограничиваются тем, что доводят линии Of и Oe до пересечения с окружностью токов, получая точки K и T . Линию OK , до которой измеряется механическая мощность, называют *линией механической мощности*, а линию OT — *линией электромагнитной мощности*, так как отрезок $\overline{AE}$ характеризует электромагнитную мощность, подводимую к ротору:

$$P_{эм} = P_{мех} + \Delta P_{эл2} = \overline{AE} m_p.$$

Электромагнитный момент двигателя пропорционален электромагнитной мощности $P_{эм} = M\omega_1$, так как угловая скорость вращения магнитного поля ω_1 постоянна. Следовательно,

$$M = P_{эм}/\omega_1 = \overline{AE}(m_p/\omega_1) = \overline{AE} m_p, \quad (5.41)$$

т. е. отрезок $\overline{AE}$ в некотором масштабе моментов m_p представляет собой вращающий момент M , поэтому линию OT называют также *линией моментов*.

Скольжение двигателя численно равно отношению потерь в роторе к электромагнитной мощности:

$$s = \Delta P_{эл2}/P_{эм} = \overline{EF}/\overline{AE}. \quad (5.42)$$

Приведенные на рис. 5.18 построения являются основными, позволяющими анализировать работу асинхронного двигателя по круговой диаграмме. Часто выполняют также дополнительные построения, которые позволяют определять по круговой диаграмме скольжение и КПД графически.

Характерные точки круговой диаграммы. Найдем скольжение для некоторых характерных точек круговой диаграммы. В точке O , определяющей режим холостого хода при идеализированных условиях (когда ток ротора равен нулю), скольжение $s=0$. При реальном холостом ходе машина потребляет из сети некоторую мощность для покрытия механических потерь. При этом скольжение отлично от нуля и точка реального холостого хода O'' располагается на круговой диаграмме несколько выше точки O .

В точке K скольжение можно определить из условия, что результирующее активное сопротивление цепи рабочего контура равно $R_1 + R'_2$:

$$R_{p.k} = R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s_k)/s_k = R_1 + R'_2. \quad (5.43)$$

Решая уравнение (5.43), найдем, что $s_k = 1$. Следовательно, точка K соответствует неподвижному ротору, т. е. режиму пуска (начальному моменту пуска) или короткого замыкания. Отрезок OK представляет собой ток ротора I'_{2k} в режиме короткого замыкания, а отрезок OK — ток статора I_{1k} в том же режиме.

В точке T результирующее сопротивление рабочего контура равно R_1 :

$$R_{p.k} = R_1 + R'_2 + R'_2(1 - s_T)/s_T = R_1, \quad (5.44)$$

откуда $s_T = \pm \infty$.

Таким образом, режим работы машины, соответствующий точке T , можно представить только теоретически. Точки O , K и T делят окружность токов на три части, соответствующие работе машины в режимах: двигательном (часть $OAК$), генераторном (часть $ОВТ$) и электромагнитного торможения (часть $КТ$). В двигательном режиме, когда $0 < n_2 < n_1$, скольжение изменяется от $s=1$ до $s=0$, т. е. конец вектора тока $\dot{I}_1$ перемещается по окружности от точки K до точки O . В генераторном режиме, когда $n_2 > n_1$, конец вектора $\dot{I}_1$ перемещается по окружности ниже прямой $O'G$, т. е. активная составляющая тока является отрицательной — мощность отдается в сеть. В режиме электромагнитного торможения, когда $n_2 < 0$, скольжение изменяется от $s=1$ до $s=+\infty$, т. е. конец вектора $\dot{I}_1$ перемещается по окружности от точки K до точки T .

Построение круговой диаграммы по экспериментальным данным. Круговую диаграмму можно построить по данным, полученным из опытов холостого хода и короткого замыкания.

Опыт холостого хода проводят при номинальном напряжении $U_{1ном}$ и работе двигателя без нагрузки. При этом измеряют ток холостого хода I_0 , напряжение U_1 и мощность P_0 , потребляемую машиной, после чего вычисляют $\cos \varphi_0$.

Опыт короткого замыкания проводят при заторможенном роторе и номинальном (для машин мощностью до 100 кВт) или пониженном (для машин мощностью свыше 100 кВт) напряжении, которое устанавливают таким, чтобы ток к.з. I_k был не меньше $(2,5 \dots 3) I_{ном}$. При этом измеряют напряжение U_k , ток I_k и потребляемую машиной мощность P_k , после чего вычисляют ток к.з. при номинальном напряжении $I_{k.ном} = I_k(U_{1ном}/U_k)$, $\cos \varphi_k$, полное активное $R_k = R_1 + R'_2$ и реактивное $X_k = X_1 + X_2$ сопротивления ма-

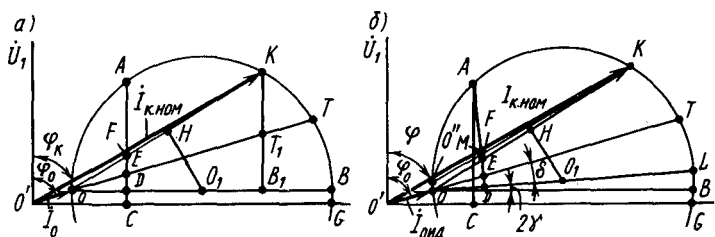


Рис. 5.19. Построение упрощенной (а) и уточненной (б) круговых диаграмм по данным опытов холостого хода и короткого замыкания

шины. Все вычисления проводят так же, как при опытах холостого хода и короткого замыкания для трансформатора (см. § 2.8).

Для построения упрощенной круговой диаграммы в выбранном масштабе токов m_i откладывают векторы токов $\dot{I}_0$ и $\dot{I}_{\text{х.ном}}$ и устанавливают положения точек O и K (рис. 5.19, а); при этом принимают, что при опыте холостого хода ток $\dot{I}_0$ и угол φ_0 соответствуют идеальному холостому ходу. Соединив точки O и K прямой и восстановив из ее середины перпендикуляр HO_1 до пересечения с линией OB , находят центр O_1 окружности токов. Линию электромагнитной мощности OT (линию моментов) определяют, разделив отрезок KB_1 в отношении $KT_1/T_1B_1 = R_2/R_1$. При этом сопротивление обмотки статора R_1 измеряют во время проведения указанных опытов, а сопротивление R'_2 определяют по формуле $R'_2 = R_k - R_1$.

Отдельные составляющие энергетического баланса для некоторого режима работы электродвигателя, соответствующего точке A , находят, как показано на рис. 5.18.

Для получения более точных результатов ГОСТ рекомендует строить круговую диаграмму несколько измененным способом — по данным идеального холостого хода и с учетом пренебрегаемого ранее комплекса $\dot{C}_1$ в схеме замещения (см. рис. 5.16, а). При этом построение окружности токов производят по точкам O и K , соответствующим режиму идеального холостого хода и короткого замыкания (рис. 5.19, б). Центр этой окружности O_1 находят путем пересечения перпендикуляра HO_1 не с линией OB , как в диаграмме (см. 5.19, а), а с линией OL , являющейся диаметром окружности токов. Эту линию проводят под углом 2γ к горизонтالي: угол определяют по приближенной формуле $\sin \gamma \approx 2I_{\text{онд}}R_1/U_1$. Угол γ является аргументом комплекса $\dot{C}_1 = C_1 e^{-j\gamma}$ и физически представляет собой угол сдвига фаз между векторами напряжения $\dot{U}_1$ и ЭДС $\dot{E}_1$.

Для определения точки T , соответствующей $s = \pm \infty$, проводят прямую OT под углом δ к линии OL . При этом

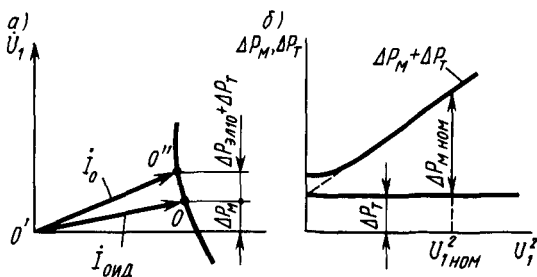


Рис. 5.20. Определение на круговой диаграмме точки, соответствующей идеальному холостому ходу (a , b)

$\text{tg} \delta = DR_1/U_1$, где $D = m_i \overline{OL}$ — диаметр окружности токов в амперах.

Чтобы определить положение точки O для идеального холостого хода, ординату точки O'' для реального холостого хода уменьшают на длину отрезка $O''O$ (рис. 5.20, а), выражающего в масштабе мощности m_p сумму потерь $\Delta P_{эл10} + \Delta P_{тр}$. Соединив точку O с началом координат O' , получают вектор тока $I_{0ид}$ для идеального холостого хода. Для определения потерь ΔP_m из мощности P_0 , соответствующей реальному холостому ходу, вычитают электрические потери в обмотке статора $\Delta P_{эл10} = m_1 I_0^2 R_1$, возникающие при прохождении тока холостого хода, и механические потери мощности $\Delta P_{тр}$ (от трения). Разделение суммы потерь $\Delta P_m + \Delta P_{тр}$ на две части осуществляют путем построения снятой экспериментально зависимости $(\Delta P_m + \Delta P_{тр}) = f(U_1^2)$; при этом потери $\Delta P_{тр} = \text{const}$, а ΔP_m изменяются пропорционально U_1^2 (рис. 5.20, б).

Отдельные составляющие энергетического баланса для некоторого режима работы электродвигателя, соответствующего точке A , определяются по круговой диаграмме (см. рис. 5.19, б). На диаграмме подведенная мощность P_1 — отрезок $\overline{AC}$, проводимый перпендикулярно линии подведенной мощности $O'G$; электромагнитная мощность $P_{эм}$ (в масштабе m_M — электромагнитный момент) — отрезок $\overline{AE}$, проводимый перпендикулярно диаметру окружности OL до линии электромагнитной мощности OT (линии электромагнитного момента); механическая мощность $P_{мех}$ — отрезок $\overline{AF}$, проводимый перпендикулярно OL до линии механической мощности OK ; полезная мощность P_2 — отрезок $\overline{AM}$, проводимый перпендикулярно OL до линии полезной мощности $O''K$.

Причины погрешностей круговой диаграммы и области ее применения. Круговая диаграмма, построенная на основании упрощенной схемы замещения асинхронной машины, полу-

чила широкое применение благодаря своей простоте и наглядности. Однако значения токов, моментов и других параметров, полученные из круговой диаграммы, могут иметь довольно большую погрешность, особенно в области токов, значительно превышающих номинальный, т. е. при скольжениях, близких к единице.

Применение более точных схем замещения и соответствующих им круговых диаграмм не может полностью устранить погрешность в определении характеристик двигателя при больших скольжениях. Это объясняется тем, что параметры схемы замещения не остаются неизменными, как принято при построении круговой диаграммы, а изменяются в зависимости от режима работы двигателя. При скольжении, близком к единице, частота тока в роторе увеличивается и ток в проводниках ротора вытесняется в «верхние» их части (см. более подробно в § 5.12). Поэтому активное сопротивление ротора увеличивается, а его индуктивное сопротивление уменьшается. Насыщение стали зубцов, происходящее при больших токах (т. е. в области скольжений, близких к единице), при закрытых и полуоткрытых пазах также вызывает уменьшение потоков рассеяния, а следовательно, и индуктивного сопротивления ротора. Указанные причины приводят к тому, что по круговой диаграмме можно получать достоверные данные только для токов, не превышающих номинальный. Очевидно, что нецелесообразно при построении круговой диаграммы уточнять параметры схемы замещения путем учета комплекса $\dot{C}_1$.

Все изложенное выше относится только к машинам большой и средней мощности. В машинах малой мощности, и особенно в микромашинах, где ток холостого хода очень велик, все величины, необходимые для построения характеристик двигателя, определяют по точной схеме замещения (см. рис. 5.16, а). При этом параметры этой схемы из-за малых размеров проводников и небольшой индукции в зубцах остаются практически неизменными при разных токах нагрузки. Для асинхронных исполнительных двигателей круговые диаграммы обычно не применяют, так как точка K , соответствующая $s=1$, лежит на диаграмме очень близко к точке холостого хода, и диаграмма утрачивает свою наглядность.

§ 5.7. МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Наибольшее значение для оценки свойств асинхронного двигателя имеет *механическая характеристика*, представляющая собой графическую зависимость частоты вращения ротора n_2 от вращающего момента M , т. е. $n_2 = f(M)$ или

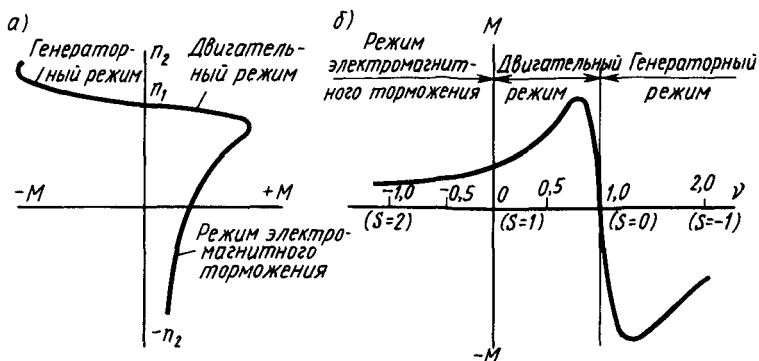


Рис. 5.21. Механическая характеристика асинхронной машины (а, б)

$M=f(n_2)$. Иногда эта зависимость выражается в виде $M=f(s)$ или $M=f(v)$, где $v=n_2/n_1$ — относительная частота вращения. При этом

$$s=(n_1-n_2)/n_1=1-v. \quad (5.45)$$

Использование понятий относительной частоты вращения и скольжения придает механической характеристике более общий характер.

Зависимость электромагнитного момента от скольжения. Для построения механической характеристики можно воспользоваться круговой диаграммой либо формулой

$$M=m_1 U_1^2 R'_2 / \omega_1 s [(R_1 + C_1 R'_2 / s)^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2], \quad (5.46)$$

получаемой из $M=\Delta P_{эл2}/(\omega_1 s)=m_1 I_2^2 R'_2 / \omega_1 s$ путем подстановки значения тока I'_2 из схемы замещения (см. рис. 5.16, а):

$$I'_2=U_1/\sqrt{(R_1+C_1 R'_2/s)^2+(X_1+C_1 X'_2)^2}.$$

Для машин мощностью более 10 кВт значение $C_1 \approx 1$ и формула момента приобретает более простой вид:

$$M=m_1 U_1^2 R'_2 / \Omega_1 s [(R_1 + R'_2/s)^2 + (X_1 + X'_2)^2]. \quad (5.46a)$$

Задаваясь значениями s , при известных параметрах двигателя можно определить M и построить искомую механическую характеристику.

Механическая характеристика (рис. 5.21, а, б) имеет максимум момента при частоте вращения $n_2 \approx (0,8...0,9)n_1$; при частоте вращения $n_2=n_1$ момент вращения $M=0$, а при $n_2=0$ пусковой момент составляет $M_n=(0,3...0,7)M_{\max}$.

Скольжение, при котором момент имеет максимальное значение (критическое скольжение), можно определить из (5.46), взяв производную от момента по скольжению dM/ds и приравняв ее нулю.

Решая уравнение относительно s , получаем критическое скольжение

$$s_{кр} = \pm C_1 R'_2 / \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}. \quad (5.47)$$

В первом приближении, принимая $C_1 = 1,0$ и пренебрегая R_1 в знаменателе [так как $R_1 < (X_1 + X'_2)$], имеем

$$s_{кр} = \pm R'_2 / (X_1 + X'_2). \quad (5.47a)$$

Для получения высокого КПД необходимо снижать R_2 , вследствие чего максимум момента асинхронного двигателя достигается при относительно высоких частотах вращения.

Значение максимального момента получим из (5.46), подставив значение $s_{кр}$ из (5.47):

$$M_{max} = \pm m U_1^2 / \{ 2\omega_1 C_1 [1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X'_2)^2}] \}, \quad (5.48)$$

или, приближенно считая $C_1 = 1$ и $R_1 = 0$,

$$M_{max} \approx \pm m_1 U_1^2 / [2\omega_1 (X_1 + X'_2)]. \quad (5.48a)$$

Знак «+» относится к двигательному режиму, «-» — к генераторному.

Из уравнения (5.48) и круговой диаграммы видно, что *максимальный момент не зависит от активного сопротивления ротора. Это сопротивление определяет лишь скольжение при максимальном моменте.*

При увеличении скольжения от $s=0$ до 1, как следует из круговой диаграммы, ток ротора I'_2 монотонно возрастает, в то время как электромагнитный момент M сначала увеличивается с ростом скольжения, достигает максимума при $s=s_{кр}$, а затем уменьшается, несмотря на возрастание тока I'_2 .

Физически это объясняется тем, что в формуле момента $M = c_M \Phi_m I_2 \cos \psi_2$ при малых скольжениях преобладающее влияние имеет возрастание тока I_2 . При увеличении скольжения свыше $s_{кр}$ ток I_2 возрастает сравнительно мало и преобладающее влияние оказывает уменьшение $\cos \psi_2$, которое происходит вследствие повышения частоты в роторе: $f_2 = s f_1$.

В асинхронной машине кроме первой гармоники магнитного поля, которая создает рассмотренный выше основной электромагнитный момент, существует еще и бесконечный ряд высших пространственных и временных гармоник поля. Высшие пространственные гармоники появляются из-за наличия зубцов на статоре и роторе, несинусоидального распределения МДС вдоль окружности статора и ротора, нелинейности параметров машины и ряда технологических факторов. Высшие временные гармоники возникают, в основном, из-за несинусоидальности и несимметрии питающего напряжения. Высшие пространственные и временные гармоники поля создают ряд добавочных

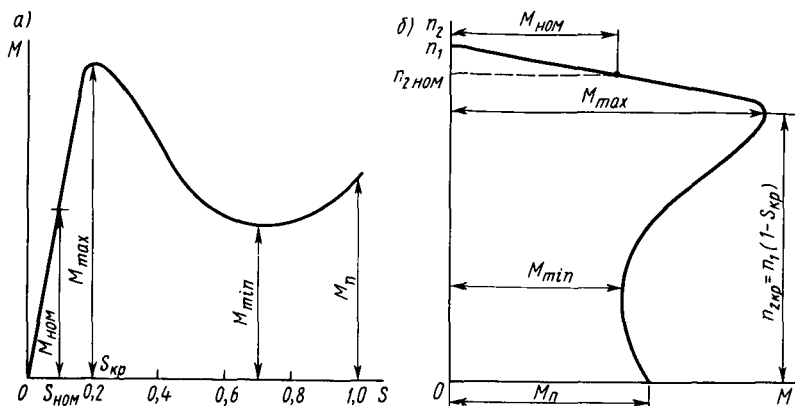


Рис. 5.22. Механическая характеристика асинхронной машины с учетом влияния добавочных моментов от высших гармоник магнитного поля (а, б)

моментов*, искажающих форму механической характеристики, приведенной на рис. 5.21. При этом в диапазоне изменения скольжения от 1 до $s_{кр}$ (изменения n_2 от нуля до $n_1/(1-s_{кр})$) в кривой момента возникает провал, т. е. появляется некоторый момент M_{min} (рис. 5.22, а, б). Согласно ГОСТу отношение $M_{min}/M_{ном}$ для двигателей различной мощности и частоты вращения не должно быть меньше (1,3...0,5), большие значения относятся к двигателям меньшей мощности и большей n_2 .

Построение механической характеристики по каталожным данным. На практике широко используют приближенное аналитическое выражение механической характеристики.

Согласно (5.21) и (5.32а) электромагнитный момент асинхронного двигателя

$$M = \Delta P_{эл2}/(\omega_1 s) = m_2 I_2^2 R_2 / (\omega_1 s) = m_2 s E_2^2 R_2 / [\omega_1 (R_2^2 + s^2 X_2^2)]. \quad (5.49)$$

Принимая приближенно $E_2 \approx \text{const}$, т. е. считая, что магнитный поток машины при изменении нагрузки не изменяется, и приравняв нулю производную dM/ds , полученную из формулы (5.49), можно найти критическое скольжение, соответствующее максимальному моменту, $s_{кр} = \pm R_2/X_2$ и соответственно максимальный момент

$$M_{max} = \pm m_2 E_2^2 / (2\omega_1 X_2). \quad (5.50)$$

Разделив выражение (5.49) на (5.50), после преобразования получим

$$M/M_{max} = 2 / [(s_{кр}/s + s/s_{кр})]. \quad (5.51)$$

* Подробно причины возникновения добавочных моментов и их влияние на механическую характеристику рассмотрены в [15].

Формула (5.51) является приближенной и дает погрешность, так как не учитывает падение напряжения в обмотках статора. Особенно велика погрешность при переходе из двигательного режима в генераторный, где разница в моментах может быть существенной. Однако для исследования одного двигательного режима выведенная формула дает приемлемую точность. Это объясняется тем, что в области малых скольжений от $s=0$ до $s_{кр}$ магнитный поток изменяется незначительно и, следовательно, в этой области формула не может дать большой погрешности, тем более, что точки при $s=0$ и $s_{кр}$ являются фиксированными.

При скольжениях, близких к единице, формула (5.51), казалось бы, должна давать завышенные значения момента, так как при больших токах сильнее проявляется падение напряжения в статоре. Однако в реальных машинах при скольжениях, близких к единице, уменьшается сопротивление X_2 из-за явления вытеснения тока в проводниках ротора, что ведет к увеличению момента. В результате оказывается, что погрешность, обусловленная пренебрежением падения напряжения в статоре, и погрешность, вызванная изменением параметров ротора, взаимно противоположны, вследствие чего точность приближенной формулы (5.51) достаточна для практических целей.

§ 5.8. УСТОЙЧИВОСТЬ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Под *устойчивостью работы электродвигателя* понимают способность двигателя восстанавливать установившуюся частоту вращения при кратковременных возмущениях (изменениях нагрузки, напряжения питающей сети и пр.).

Факторы, определяющие устойчивость. Рассмотрим известное из механики условие равновесия моментов, приложенных к ротору двигателя:

$$M = M_{ст} + Jd\Omega_2/dt, \quad (5.52)$$

где M — электромагнитный момент двигателя; $M_{ст}$ — статический момент нагрузки (момент сопротивления механизма, приводимого во вращение, с учетом механических потерь в двигателе); $Jd\Omega_2/dt$ — динамический момент, зависящий от момента инерции вращающихся масс J и ускорения ротора $d\Omega_2/dt$.

При $M = M_{ст}$ ускорение ротора

$$d\Omega_2/dt = (M - M_{ст})/J = 0, \quad (5.53)$$

т. е. ротор вращается с установившейся частотой. Если $M > M_{ст}$, ротор ускоряется, а при $M < M_{ст}$ — замедляется.

Устойчивость зависит от конкретных условий, при которых работает электродвигатель, в частности от формы

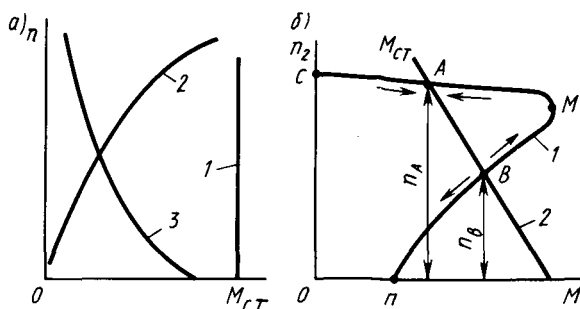


Рис. 5.23. Механические характеристики некоторых производственных механизмов (а) и графики для определения статической устойчивости асинхронного двигателя (б)

механических характеристик двигателя и приводимого им во вращение производственного механизма.

На рис. 5.23, а для примера приведено несколько типичных механических характеристик различных производственных механизмов. Для грузоподъемных механизмов (кранов, лифтов, лебедок и т. п.) характерны неизменность статического момента $M_{ст}$, его практическое постоянство независимо от частоты вращения (прямая 1 на рис. 5.23, а). Вентиляторы, центробежные насосы, гребные винты и прочие механизмы имеют характеристику (кривая 2), при которой нагрузочный момент $M_{ст}$ резко увеличивается с ростом частоты вращения. Эту характеристику часто называют *вентиляторной*. Бетономешалки, шаровые мельницы и некоторые другие механизмы имеют большое трение в состоянии покоя и при малых частотах вращения, поэтому в таких механизмах с ростом частоты вращения нагрузочный момент падает (кривая 3).

Устойчивость «в малом». Рассмотрим работу асинхронного электродвигателя (механическая характеристика 1 на рис. 5.23, б), приводящего во вращение производственный механизм, у которого статический (нагрузочный) момент $M_{ст}$ падает с увеличением частоты вращения (механическая характеристика 2). В этом случае условие $M = M_{ст}$ выполняется в точках А и В при значениях частоты вращения n_A и n_B . Однако в точке В двигатель не может работать устойчиво, так как при малейшем изменении момента $M_{ст}$ (нагрузки) и возникающем в результате этого отклонении частоты вращения от установившегося значения появляется избыточный замедляющий или ускоряющий момент $\pm (M - M_{ст})$, увеличивающий это отклонение. Например, при случайном небольшом увеличении статического момента $M_{ст}$ ротор двигателя начинает замедляться, а его частота

вращения n_2 — уменьшаться. При работе машины в режиме, соответствующем точке B , т. е. на участке $M—П$ характеристики I , это приводит к уменьшению электромагнитного момента M , т. е. к еще большему возрастанию разности $M - M_{ст}$. В результате ротор продолжает замедляться до полной остановки. При случайном уменьшении статического момента ротор начинает ускоряться, что приводит к дальнейшему увеличению момента M и еще большему ускорению до тех пор, пока машина не переходит в режим работы, соответствующий точке A . При работе машины в режиме, соответствующем точке A , двигатель работает устойчиво, так как при случайном увеличении момента $M_{ст}$ и замедлении ротора (т. е. уменьшении частоты вращения n_2) электромагнитный момент M возрастает. Когда момент M станет равным новому значению $M_{ст}$, двигатель снова работает с установившейся, но несколько меньшей частотой вращения.

Таким образом, асинхронный двигатель при работе на участке $C—M$ механической характеристики обладает свойством внутреннего саморегулирования, благодаря которому его вращающий момент автоматически регулируется по закону $M = M_{ст}$. Это регулирование осуществляется за счет увеличения или уменьшения частоты вращения ротора n_2 , т. е. система регулирования является статической.

Сравнивая условия работы двигателя в точках A и B , можно сделать вывод, что работа двигателя устойчива, если с увеличением частоты вращения n_2 статический момент $M_{ст}$ уменьшается медленнее, чем электромагнитный момент двигателя M . Это условие представим в следующем виде:

$$dM/dn_2 < dM_{ст}/dn. \quad (5.54)$$

Оно выполняется практически для всех механизмов с падающими характеристиками $M_{ст} = f(n)$ и с характеристиками, не зависящими от частоты вращения (кривые 3 и 1 на рис. 5.23, a), если двигатель работает на участке $C—M$ характеристики I (рис. 5.23, b). Следовательно, двигатель, приводящий во вращение подобные механизмы, может устойчиво работать только в диапазоне изменения скольжения $0 < s < s_{кр}$. При $s > s_{кр}$, т. е. на участке $M—П$ механической характеристики I , устойчивая работа становится невозможной.

При работе электродвигателя совместно с производственным механизмом, имеющим вентиляторную характеристику (см. рис. 5.23, a), устойчивая работа возможна и на участке $M—П$ механической характеристики I , т. е. при $s > s_{кр}$. Однако допускать работу при скольжениях, больших критического, не следует, так как при этом резко уменьшается

КПД двигателя, а потери мощности в его обмотках становятся настолько большими, что могут в короткое время вывести двигатель из строя.

Устойчивость «в большом». Практически условие (5.24) является необходимым, но недостаточным. В эксплуатации возможны не только кратковременные небольшие изменения $M_{ст}$, но и существенные увеличения нагрузочного момента при резких изменениях режима работы. Когда двигатель работает при скольжении, меньшем $s_{кр}$, но близком к нему, случайная перегрузка двигателя может привести к его остановке при $M_{ст} > M_{max}$. Поэтому максимальный момент иногда называют *опрокидывающим моментом*.

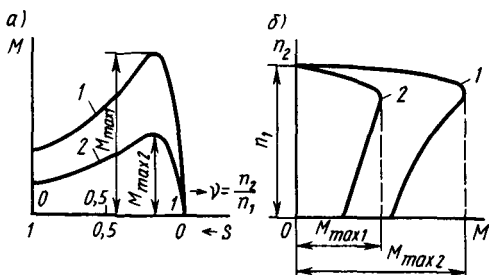
При больших перегрузках устойчивость работы двигателя обеспечивают путем выбора номинального момента $M_{ном} < M_{max}$. Отношение $k_m = M_{max}/M_{ном}$, называемое *перегрузочной способностью*, регламентируется ГОСТом. Перегрузочная способность для различных двигателей различна: $k_m = 1,7...3,5$. Большие значения имеют двигатели, предназначенные для работы с большими перегрузками: крановые, металлургические и т. п.

Увеличение перегрузочной способности асинхронного двигателя ведет к возрастанию его габаритов и массы или к снижению энергетических показателей. Из формулы (5.48) видно, что значение максимального момента приблизительно обратно пропорционально индуктивным сопротивлениям $X_1 + X'_2$ обмоток. Для увеличения перегрузочной способности двигателя следует уменьшать эти сопротивления, т. е. числа витков обмоток статора и ротора. А это приводит к возрастанию магнитного потока (а следовательно, к увеличению сечения магнитопровода) и тока холостого хода. Поэтому двигатели с повышенным значением k_m имеют большие габариты и массу, а ток холостого хода у них достигает 40...60% от номинального.

Большое значение для обеспечения устойчивой работы асинхронных двигателей имеет качество электроснабжения. *Вращающий момент асинхронного двигателя зависит от квадрата питающего напряжения* [см. (5.46) и (5.48)]. Поэтому даже незначительное уменьшение напряжения влияет на максимальный момент, а значительное уменьшение может вызвать остановку двигателя.

На рис. 5.24, а, б для примера приведены механические характеристики асинхронного двигателя при номинальном напряжении $U_1 = U_{ном}$ (кривая 1) и напряжении $U_1 = 0,7 \cdot U_{ном}$ (кривая 2). Во втором случае электромагнитный момент уменьшается примерно в 2 раза, и работа двигателя при номинальной нагрузке становится невозможной. ГОСТом установлено, что длительное изменение напряжения в элект-

Рис. 5.24. Механические характеристики асинхронного двигателя при различных напряжениях (а, б)



рических сетях, питающих силовое оборудование, не должно отличаться от номинального более чем на -5 и $+10\%$.

§ 5.9. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Рабочими характеристиками называют графические зависимости частоты вращения n_2 (или скольжения s), момента на валу M_2 , тока статора I_1 , коэффициента полезного действия η и $\cos \varphi_1$ от полезной мощности P_2 при $U_1 = \text{const}$ и $f_1 = \text{const}$. Их определяют экспериментально или путем расчета по схеме замещения или круговой диаграмме.

Примерный вид рабочих характеристик асинхронного двигателя показан на рис. 5.25, а. Частота вращения, ток статора, момент на валу, потребляемая и полезная мощности приведены на графике в относительных единицах. Рабочие характеристики строят только для зоны практически устойчивой работы двигателя, т. е. до скольжения $(1,1 \dots 1,2)s_{\text{ном}}$.

Частота вращения ротора. При переходе от режима холостого хода к режиму полной нагрузки частота вращения n_2 изменяется незначительно, так как при проектировании двигателей для уменьшения потерь мощности в роторе

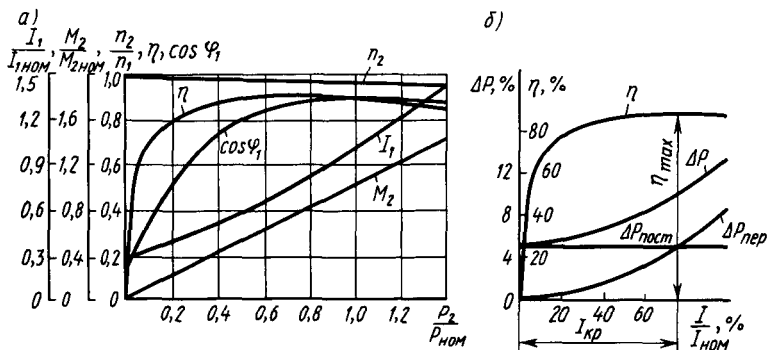


Рис. 5.25. Рабочие характеристики асинхронного двигателя (а) и типичная кривая КПД электрической машины и ее потерь (б)

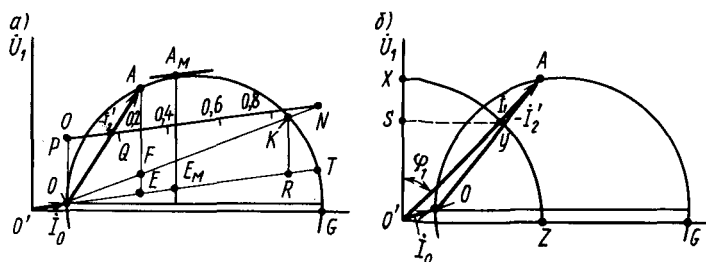


Рис. 5.26. Круговая диаграмма со шкалами скольжения (а) и $\cos \varphi$ (б)

$\Delta P_{эл2}$ необходимо, чтобы скольжение при номинальном режиме не превышало 0,02...0,06. Следовательно, скоростная характеристика асинхронного двигателя является «жесткой».

Характеристики $n_2 = f(P_2)$ и $n_2 = f(M)$ можно построить по круговой диаграмме. Для этого задают рядом точек на окружности токов и находят соответствующие им значения полезной мощности, электромагнитного момента и скольжения. При расчетах, не требующих большой точности, полезную мощность P_2 принимают равной $P_{мех}$ (пренебрегая потерями мощности ΔP_T), т. е. считают, что она пропорциональна отрезку $\overline{AM}$ круговой диаграммы (см. рис. 5.17). Более точно ее определяют путем построения на круговой диаграмме специальной линии полезной мощности $O''K$ (см. рис. 5.18, б), которую получают, соединяя точку O'' реального холостого хода с точкой K (в режимах, соответствующих точками O и K , мощность $P_2 = 0$). В этом случае P_2 пропорциональна отрезку $\overline{AM}$, заключенному между окружностью тока и линией $O''K$.

Электромагнитный момент пропорционален отрезку $\overline{AE}$ круговой диаграммы (см. рис. 5.17). Чтобы определить максимальный момент (рис. 5.26, а), через точку A_m проводят касательную к окружности токов параллельно линии OT и из этой точки опускают перпендикуляр на диаметр окружности токов. Максимальный момент пропорционален отрезку $\overline{A_mE_m}$, где E_m — точка пересечения перпендикуляра с прямой OT .

Скольжение $s = \Delta P_{эл2} / P_{эм}$ можно найти по круговой диаграмме как отношение отрезков $\overline{FE} / \overline{AE}$. Однако поскольку измерение малого отрезка $\overline{FE}$ может дать существенную погрешность, для определения s надо построить шкалу скольжения (рис. 5.26, а). Для этого на произвольном расстоянии от линии $O'G$ проводят прямую, параллельную линии OT , до пересечения ее с линией OK (или с ее продолжением) и получают точку N . Затем из точки

О восставляют перпендикуляр к диаметру окружности до пересечения с построенной прямой и находят точку Р. Линия ОА (вектор тока — $\dot{I}_2$) пересекается с прямой РN в точке Q. Из подобия полученных при таком построении треугольников ($\triangle OFE \sim \triangle OPN$ и $\triangle OAF \sim \triangle OPQ$) имеем

$$\overline{FE}/\overline{OP} = \overline{OE}/\overline{PN}; \quad \overline{OP}/\overline{AE} = \overline{PQ}/\overline{OE}.$$

Перемножая эти отношения, находим

$$\overline{FE}/\overline{AE} = \overline{PQ}/\overline{PN} = s. \quad (5.55)$$

Следовательно, линия РN представляет собой *шкалу скольжения*, на которой отрезок PQ, отсекаемый линией АО (вектором — $\dot{I}_2$), позволяет получить скольжение s. Зная скольжение s, по формуле $n_2 = n_1(1 - s)$ можно определить частоту вращения ротора.

Вращающий момент на валу двигателя. Зависимость между моментом M_2 и полезной мощностью P_2 определяется соотношением

$$P_2 = M_2 \Omega_2, \quad (5.56)$$

где Ω_2 — угловая скорость ротора.

Поскольку n_2 изменяется мало, эта зависимость близка к линейной. Чтобы определить момент M_2 на валу двигателя, по круговой диаграмме находят электромагнитный момент M, а затем из него вычитают момент, обусловленный трением в двигателе ($M_T = \Delta P_T / \Omega_2$):

$$M_2 = M - M_T.$$

Ток статора. Ток I_1 получают по круговой диаграмме непосредственным измерением отрезков, соединяющих начало координат с точками A_1, A_2, A_3 и другими на окружности токов. Активная составляющая тока пропорциональна полезной мощности. Реактивная составляющая в диапазоне рабочих нагрузок изменяется мало, так как она определяется главным образом током холостого хода, который составляет 20...40% от номинального тока.

Коэффициент мощности. При переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки коэффициент мощности возрастает от значения $\cos \varphi_1 = 0,09 \dots 0,18$ до некоторой максимальной величины: для двигателей малой и средней мощности (1...100 кВт) имеем $\cos \varphi_1 = 0,7 \dots 0,9$, а для двигателей большой мощности (свыше 100 кВт) $\cos \varphi_1 = 0,90 \dots 0,95$. При дальнейшем увеличении нагрузки $\cos \varphi_1$ несколько уменьшается. Следовательно, работа асинхронного двигателя при малых нагрузках, когда $\cos \varphi_1$ мал, в энергетическом отношении невыгодна. Величину $\cos \varphi_1$ можно определить по круговой диаграмме, если построить

на ней дополнительную шкалу. Такой шкалой является отрезок $O'X$ (рис. 5.26, б), отсекаемый на оси ординат вспомогательной окружностью $\bar{X}YZ$ произвольного радиуса (его целесообразно принять равным 100 единицам длины). Для определения $\cos\varphi_1$ на линию $O'X$ проектируют отрезок $O'Y$, полученный путем пересечения линии OA (вектора тока I_1) с окружностью $\bar{X}YZ$. При этом отрезок $O'S$ позволяет определить величину $\cos\varphi_1$.

В двигателях с фазным ротором кривые η и $\cos\varphi_1$ располагаются несколько ниже, чем у соответствующих двигателей с короткозамкнутым ротором. На это влияют следующие причины:

а) возникновение дополнительных потерь мощности в результате наличия щеток на контактных кольцах;

б) уменьшение полезной мощности из-за худшего использования объема ротора (обмотку ротора выполняют из изолированного провода, вследствие чего пазы ротора частично заполняются изоляцией);

в) увеличение намагничивающего тока из-за возрастания магнитного сопротивления зубцово-пазового слоя ротора в результате уменьшения поперечного сечения зубцов.

Коэффициент полезного действия. Зависимость η от полезной мощности P_2 имеет такой же характер, как и для трансформатора. Эта зависимость имеет общий характер для большинства электрических машин.

При изменении нагрузки электрической машины отдельные виды потерь изменяются по-разному: электрические потери $\Delta P_{эл}$ в обмотках статора и ротора, а также добавочные потери $\Delta P_{доб}$ изменяются пропорционально квадрату тока нагрузки; электрические потери в щеточном контакте $\Delta P_{щ.эл}$ изменяются пропорционально току в первой степени; механические $\Delta P_{т}$ и магнитные $\Delta P_{м}$ потери остаются практически постоянными — такими же, как при холостом ходе, если напряжение машины U_1 и частота ее вращения n_2 не изменяются. По этому признаку все виды потерь можно разделить на две группы: *постоянные потери* $\Delta P_{пост} = \Delta P_{м} + \Delta P_{т}$ и *переменные потери* $\Delta P_{пер} = \Delta P_{эл} + \Delta P_{щ.эл} + \Delta P_{доб}$, которые можно приближенно считать пропорциональными квадрату тока нагрузки (обычно потери $\Delta P_{щ.эл}$ малы по сравнению с $\Delta P_{эл}$). Мощность P_2 , отдаваемая машиной ($P_{эл}$ в генераторах и $P_{мех}$ в двигателях), пропорциональна току нагрузки I в первой степени, поэтому зависимость КПД от тока нагрузки

$$\eta = P_2 / P_1 = P_2 / (P_2 + \Delta P_{пост} + \Delta P_{пер}) = \\ = AI / (AI + B + CI^2), \quad (5.57)$$

где A, B, C — постоянные.

Из (5.57) следует, что при изменении нагрузки электрической машины ее КПД изменяется, как показано на рис. 5.25, б. При холостом ходе $\eta=0$, так как полезная мощность P_2 отсутствует. При увеличении нагрузки КПД возрастает за счет увеличения P_2 , но одновременно быстрее, чем P_2 , возрастают переменные потери $\Delta P_{\text{пер}}$, поэтому при некотором токе $I_{\text{кр}}$ увеличение КПД прекращается и в дальнейшем начинает уменьшаться. Если взять производную $d\eta/dt$ и приравнять ее нулю, то можно получить условие максимума КПД—это наблюдается при такой нагрузке, при которой $\Delta P_{\text{пер}} = \Delta P_{\text{пост}}$.

При проектировании электрической машины обычно так распределяют потери мощности, что указанное условие выполняется при наиболее вероятной нагрузке машины, несколько меньшей номинальной. Во вращающихся электрических машинах средней и большой мощности это условие выполняется при нагрузках примерно 60% от номинальной.

При увеличении номинальной мощности относительная величина суммарных потерь уменьшается. Следовательно, должен возрастать и КПД машины. Эта закономерность проявляется во всех типах вращающихся электрических машин и в трансформаторах—машины большей номинальной мощности всегда имеют соответственно и больший КПД, и, наоборот, КПД машин малой мощности и микромашин обычно невелик. Так, например, КПД вращающихся электрических машин мощностью свыше 100 кВт составляет 0,92...0,96, мощностью 1...100 кВт—0,7...0,9, а микромашин—0,4...0,6. Коэффициент полезного действия асинхронного двигателя можно определить из круговой диаграммы как отношение отрезков $\overline{AF}:\overline{AC}$ (на упрощенной диаграмме, см. рис. 5.18, а) или $\overline{AM}:\overline{AC}$ (на уточненной диаграмме, см. рис. 5.18, б). Однако для получения более точных результатов КПД рекомендуется определять путем расчета отдельных видов потерь.

§ 5.10. ПУСК АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

При пуске двигателя по возможности должны удовлетворяться основные требования: процесс пуска должен осуществляться без сложных пусковых устройств; пусковой момент должен быть достаточно большим, а пусковые токи—по возможности малыми. Иногда к этим требованиям добавляют и другие, обусловленные особенностями конкретных приводов, в которых используют двигатели: необходимость плавного пуска, максимального пускового момента и пр.

Практически используют следующие способы пуска: непосредственное подключение обмотки статора к сети (прямой пуск); понижение напряжения, подводимого к обмотке статора при пуске; подключение к обмотке ротора пускового реостата.

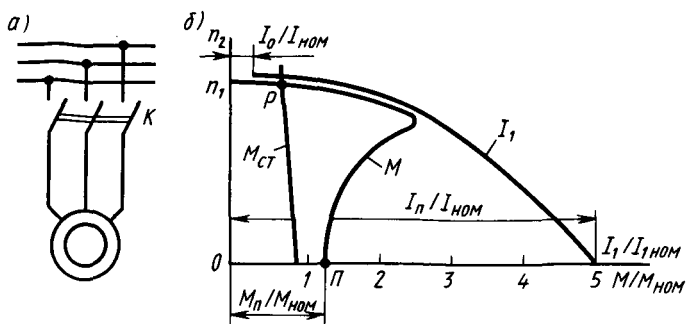


Рис. 5.27. Схема прямого пуска асинхронного двигателя (а) и графики изменения моментов и тока (б)

Прямой пуск. Этот способ применяют для пуска асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Двигатели этого типа малой и средней мощности обычно проектируют так, чтобы при непосредственном подключении обмотки статора к сети возникающие пусковые токи не создавали чрезмерных электродинамических усилий и превышений температуры, опасных с точки зрения механической и термической прочности основных элементов машины.

В асинхронных двигателях отношение L/R сравнительно мало (особенно в малых двигателях), поэтому переходный процесс в момент включения характеризуется весьма быстрым затуханием свободного тока. Это позволяет пренебречь свободным током и учитывать только установившееся значение тока переходного процесса.

Двигатели обычно пускают с помощью электромагнитного выключателя K — магнитного пускателя (рис. 5.27, а) и разгоняют автоматически по естественной механической характеристике M (рис. 5.27, б) от точки Π , соответствующей начальному моменту пуска, до точки P , соответствующей условию $M = M_{ст}$. Ускорение при разгоне определяется разностью абсцисс кривых M и $M_{ст}$ и моментом инерции ротора двигателя и механизма, который приводится во вращение. Если в начальный момент пуска $M_{п} < M_{ст}$, двигатель разогнаться не сможет.

Значение начального пускового момента можно получить из формулы (5.46а), приняв $s = 1$:

$$M_{п} = m_1 U_1^2 R'_2 / \{ \omega_1 [(R_1 + R'_2)^2 + (X_1 + X'_2)^2] \}. \quad (5.58)$$

Отношение моментов $M_{п}/M_{ном} = k_{п.м}$ называют *кратностью начального пускового момента*. Для двигателей с короткозамкнутым ротором мощностью 0,6 ... 100 кВт ГОСТом установлено $k_{п.м} = 1,0 \dots 2,0$; мощностью 100 ... 1000 кВт — $k_{п.м} = 0,7 \dots 1,0$.

Получение кратностей пускового момента, больших регламентированных ГОСТом, обычно нежелательно, так как это связано либо с увеличением активного сопротивления ротора [см. (5.58)], либо с изменением конструкции ротора (см. § 5.11), что ухудшает энергетические показатели двигателя.

Недостатком данного способа пуска кроме сравнительно небольшого пускового момента *является также большой бросок пускового тока*, в 5...7 раз превышающий номинальное значение тока.

Несмотря на указанные недостатки, пуск двигателя путем непосредственного подключения обмотки статора к сети широко применяют благодаря простоте и хорошим технико-экономическим свойствам двигателя с короткозамкнутым ротором — низкой стоимости и высоким энергетическим показателем (η , $\cos\phi_1$, k_m и др.).

Пуск при пониженном напряжении. Такой пуск применяют для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором большой мощности, а также для двигателей средней мощности при недостаточно мощных электрических сетях. Понижение напряжения может осуществляться следующими путями:

а) переключением обмотки статора с помощью переключателя с нормальной схемы Δ на пусковую схему Y . При этом напряжение, подаваемое на фазы обмотки статора, уменьшается в $\sqrt{3}$ раз, что обуславливает уменьшение фазных токов $\sqrt{3}$ раз и линейных токов в 3 раза. По окончании процесса пуска и разгона двигателя до номинальной частоты вращения обмотку статора переключают обратно на нормальную схему;

б) включением в цепь обмотки статора на период пуска добавочных активных (резисторов) или реактивных (реакторов) сопротивлений (рис. 5.28, а). При этом на указанных сопротивлениях создаются некоторые падения напряжения $\Delta U_{доб}$, пропорциональные пусковому току, вследствие чего к обмотке статора подается пониженное напряжение. По мере разгона двигателя снижается ЭДС E_{2s} , индуцированная в обмотке ротора, а следовательно, и пусковой ток. В результате уменьшается падение напряжения $\Delta U_{доб}$ на

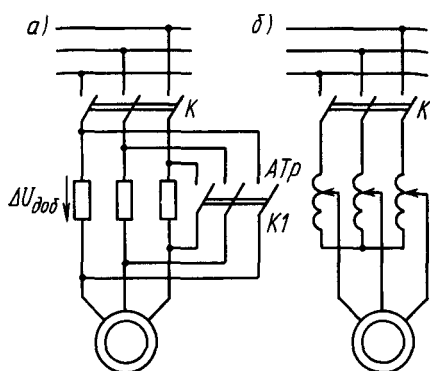


Рис. 5.28. Схемы включения асинхронного двигателя при пуске с понижением напряжения

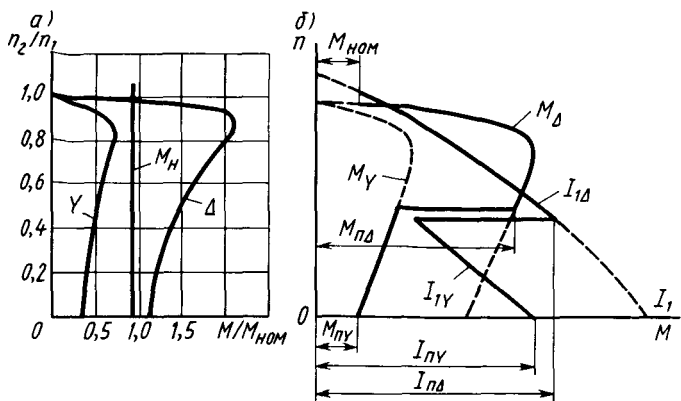


Рис. 5.29. Механические характеристики при включении обмотки статора двигателя по схемам Y и Δ (а) и графики изменения M и I_1 при пуске двигателя путем переключения обмотки статора со Y на Δ (б)

указанных сопротивлений и автоматически возрастает приложенное к двигателю напряжение. После окончания разгона добавочные резисторы или реакторы замыкаются накоротко контактором KI ;

в) подключением двигателя к сети через понижающий автотрансформатор $АТр$ (рис. 5.28, б), который может иметь несколько ступеней, переключаемых в процессе пуска соответствующей аппаратурой.

Недостатком указанных методов пуска путем понижения напряжения является значительное уменьшение пускового и максимального моментов двигателя, которые пропорциональны квадрату приложенного напряжения, поэтому их можно использовать при пуске двигателей без нагрузки или при незначительной нагрузке.

На рис. 5.29 для примера приведены механические характеристики двигателя при номинальном и пониженном напряжении, т. е. при соединении обмотки статора по схемам Y и Δ, а также графики изменения тока I_1 и момента M при пуске двигателя путем переключения обмотки статора со Y на Δ. При соединении по схеме Y максимальный и пусковой моменты уменьшаются в 3 раза, вследствие чего двигатель не в состоянии осуществить пуск механизма с нагрузочным моментом M_n .

Пуск с помощью реостата в цепи ротора. Этот способ применяется для пуска двигателей с фазным ротором. Если в цепь ротора включить пусковой реостат $R_{\text{п}}$, то активное сопротивление цепи ротора увеличится, вследствие чего точка K на круговой диаграмме (рис. 5.30, а) сместится ближе к точке O (точка K'). При этом максимальный

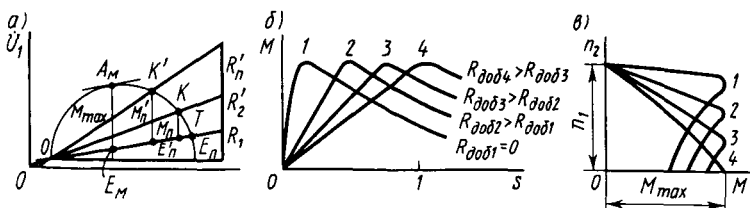


Рис. 5.30. Круговая диаграмма при включении реостата в цепь ротора асинхронного двигателя и получаемые при этом механические характеристики

момент (отрезок $\overline{A_m E_m}$) не изменяется, а пусковой момент возрастает от значения M_n до значения M'_n , так как увеличивается отрезок $\overline{KE_n}$, пропорциональный этому моменту. Одновременно повышается критическое скольжение, а поэтому зависимость $M=f(s)$ сдвигается в область больших скольжений, а зависимость $n_2=f(M)$ — в область меньших частот вращения (рис. 5.30, б, в, кривые 1—4).

Для того чтобы пусковой момент был равен максимальному, необходимо так подобрать сопротивление пускового реостата R_n , чтобы точка K' находилась вблизи точки A_m . Это условие выполняется при $R'_n + R'_2 + R_1 \approx X_1 + X'_2$. Включение сопротивления R_n уменьшает также и пусковой ток двигателя, так как в этом случае

$$I_n = U_1 / \sqrt{(R'_n + R'_2 + R_1)^2 + (X_1 + X'_2)^2}. \quad (5.59)$$

Пусковой реостат имеет обычно три—шесть ступеней (рис. 5.31, а), что позволяет в процессе пуска постепенно уменьшать пусковое сопротивление, поддерживая высокое значение пускового момента двигателя. Сначала двигатель пускается по характеристике 4 (рис. 5.31, б), соответствующей сопротивлению пускового реостата $R_{пз} = R_{доб1} + R_{доб2} + R_{доб3}$, и развивает вращающий момент $M_{пmax}$. По мере увеличения частоты вращения вращающий момент M уменьшается и может стать меньше некоторого момента $M_{пmin}$. Поэтому при $M = M_{пmin}$ часть пускового реостата $R_{доб3}$ выводят, замыкая контактор КЗ. Вращающий момент при этом мгновенно возрастает до $M_{пmax}$, а затем с увеличением частоты вращения изменяется по характеристике 3, соответствующей сопротивлению реостата $R_{п2} = R_{доб1} + R_{доб2}$. При дальнейшем уменьшении момента M до $M_{пmin}$ часть реостата $R_{доб2}$ снова выключается контактором К2, и двигатель переходит на работу по характеристике 2, соответствующей сопротивлению $R_{п1} = R_{доб1}$. Таким образом, при постепенном (ступенчатом) уменьшении сопротивления пускового реостата вращающий момент двигателя изменяется от $M_{пmax}$ до

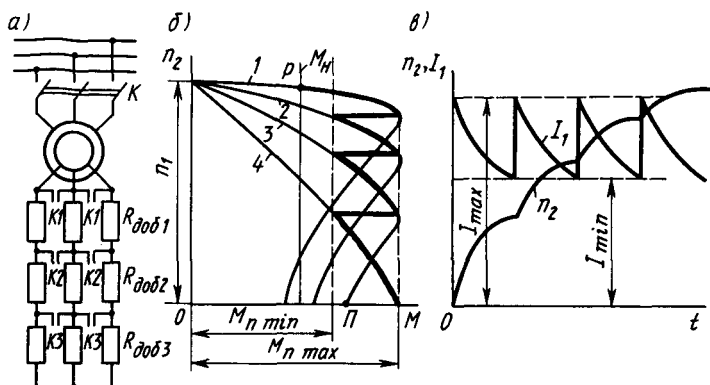


Рис. 5.31. Схема реостатного пуска асинхронного двигателя (а) и диаграммы изменения момента, частоты вращения и тока статора в процессе пуска (б, в)

$M_{n \min}$, а частота вращения возрастает по ломаной кривой, показанной на рис. 5.31, б жирной линией. В конце пуска пусковой реостат полностью выводят контактором $K1$, обмотка ротора замыкается накоротко, и двигатель переходит на работу по естественной характеристике 1. Выключение отдельных ступеней пускового реостата в процессе разгона двигателя может осуществляться вручную или автоматически. Таким образом, посредством реостата, включенного в цепь ротора, можно осуществить пуск двигателя при $M_n \approx M_{\max}$ и резко уменьшить пусковой ток.

На рис. 5.31, в показан характер изменения тока I_1 и частоты вращения n_2 при пуске двигателя рассматриваемым способом. Ток также изменяется по ломаной кривой между двумя крайними значениями $I_{\max}$ и $I_{\min}$.

Недостатком данного способа является его относительная сложность и необходимость применения более дорогих двигателей с фазным ротором. Кроме того, указанные двигатели имеют несколько худшие рабочие характеристики, чем двигатели с короткозамкнутым ротором такой же мощности (кривые η и $\cos \phi_1$ проходят ниже). В связи с этим двигатели с фазным ротором применяют только при тяжелых условиях пуска, когда необходимо развивать максимально возможный пусковой момент.

§ 5.11. КОРОТКОЗАМКНУТЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С ПОВЫШЕННЫМ ПУСКОВЫМ МОМЕНТОМ

Стремление повысить пусковой момент короткозамкнутых асинхронных двигателей без увеличения активного сопротивления обмотки ротора (а следовательно, и потерь

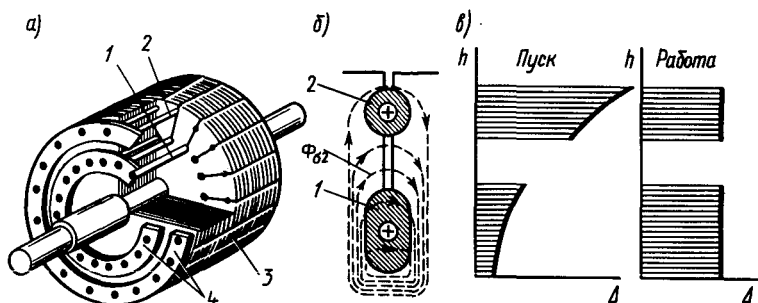


Рис. 5.32. Общий вид (а), разрез паза (б) ротора двигателя с двойной «беличьей клеткой» и распределение плотности тока Δ по высоте h в клетках при пуске и работе двигателя (в):
1—рабочая клетка; 2—пусковая клетка; 3—сердечник ротора; 4—короткозамыкающие кольца

энергии в нем) привело к появлению специальных конструкций двигателей, называемых *двигателями с повышенным пусковым моментом*. К ним относятся двигатели с двойной «беличьей клеткой» и с ротором, имеющим глубокие пазы (глубокопазные двигатели).

Двигатель с двойной «беличьей клеткой». Ротор этого двигателя (рис. 5.32, а) имеет две короткозамкнутые обмотки. Наружная клетка является *пусковой*; она выполнена из стержней малого поперечного сечения и поэтому обладает повышенным активным сопротивлением $R_{2п}$. Внутренняя клетка является основной *рабочей обмоткой* двигателя; она выполнена из стержней сравнительно большого поперечного сечения и обладает малым активным сопротивлением $R_{2р}$.

Индуктивные сопротивления клеток определяются значениями потоков рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, сцепленных с их стержнями. Так как пусковая клетка расположена близко к поверхности ротора, то сцепленные с ее стержнями потоки рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$ (рис. 5.32, б) сравнительно невелики и она обладает малым индуктивным сопротивлением $X_{2п}$. Рабочая клетка, наоборот, удалена от поверхности ротора, поэтому она имеет большое индуктивное сопротивление $X_{2р}$. Увеличение индуктивного сопротивления рабочей клетки обеспечивается благодаря соответствующему выбору ширины и высоты паза ротора, а также выбору щели и расстоянию между стержнями обеих клеток.

Для повышения активного сопротивления пусковой клетки стержни обычно изготовляют из марганцовистой латуни или бронзы. Стержни рабочей клетки выполняют из меди. Торцовые короткозамыкающие кольца делают медными. В некоторых случаях обе обмотки объединяют и выполняют литыми из алюминия.

В электрическом отношении обе клетки включены параллельно, вследствие чего ток ротора распределяется между ними обратно пропорционально их полным сопротивлениям $Z_{2п}$ и $Z_{2р}$:

$$I_{2п}/I_{2р} = Z_{2р}/Z_{2п} = \sqrt{R_{2р}^2 + X_{2р}^2} / \sqrt{R_{2п}^2 + X_{2п}^2}. \quad (5.60)$$

В начальный момент пуска, когда $s=1$ и частота тока f_2 в роторе максимальна, индуктивные сопротивления клеток во много раз больше их активных сопротивлений, поэтому

$$I_{2п}/I_{2р} \approx X_{2р}/X_{2п}, \quad (5.61)$$

т. е. ток ротора проходит в основном через пусковую клетку (рис. 5.31, в), у которой $X_{2п} < X_{2р}$. В то же время эта клетка обладает сравнительно большим активным сопротивлением, а следовательно, создает повышенный пусковой момент.

По мере разгона ротора уменьшается скольжение s и частота f_2 , а поэтому изменяются индуктивные сопротивления $X_{2р}$ и $X_{2п}$ и распределение тока между клетками. Из (5.60) следует, что ток начинает постепенно переходить из пусковой клетки в рабочую. По окончании процесса разгона величина s становится малой и роль реактивных сопротивлений в токораспределении оказывается незначительной. В этом случае распределение токов определяется отношением

$$I_{2п}/I_{2р} \approx R_{2р}/R_{2п}, \quad (5.61a)$$

т. е. ток начинает проходить в основном по рабочей клетке, где $R_{2р} < R_{2п}$.

Таким образом, в рассматриваемом двигателе ток в начальный момент пуска вытесняется в наружную пусковую клетку, создающую большой пусковой момент, а по окончании процесса пуска проходит по рабочей клетке с малым активным сопротивлением, вследствие чего двигатель работает с высоким КПД. Двигатели с повышенным пусковым моментом часто называют двигателями с вытеснением тока.

Зависимость $M = f(s)$ для двигателей с двойной «беличьей клеткой» можно построить, рассматривая действие пусковой и рабочей обмоток отдельно. Поскольку пусковая обмотка имеет повышенное сопротивление, максимум образуемого ею момента смещен в область больших скольжений (рис. 5.33, а, кривая 1). Характеристика $M = f(s)$, создаваемая рабочей обмоткой (кривая 2), имеет такую же форму, как и характеристика короткозамкнутого двигателя нормального исполнения; у нее максимум момента соответствует скольжению $s_{кр} = 0,1 \dots 0,2$. Результирующую характеристику двигателя (кривая 3) можно получить путем суммирования ординат кривых 1 и 2. У двигателя с двойной «беличьей клеткой» пусковой момент значительно больше, чем у ко-

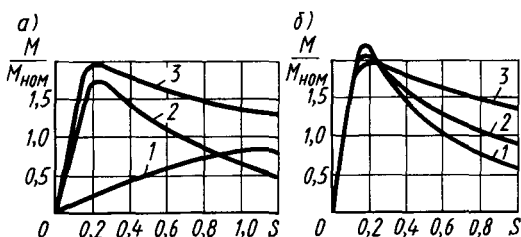


Рис. 5.33. Зависимости $M=f(s)$ асинхронных двигателей с различными конструктивными исполнениями ротора (а, б)

роткозамкнутого двигателя нормального исполнения. Кратность пускового момента этого двигателя $M_{\text{п}}/M_{\text{ном}} = 1,3 \dots 1,7$, а кратность пускового тока $I_{\text{п}}/I_{\text{ном}} = 4 \dots 6$.

Глубокопазный двигатель. Принцип действия этого двигателя основан также на явлении вытеснения тока. «Беличья клетка» выполнена из узких медных или алюминиевых стержней (рис. 5.34, а), заложенных в глубокие пазы ротора, высота которых в 6...12 раз больше ширины. Такие стержни можно рассматривать как проводники, разделенные на большое число слоев. Из рис. 5.34, б видно, что «нижние» слои проводников сцеплены с большей частью потока рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, чем «верхние», и имеют соответственно большую индуктивность.

В начальный момент пуска при $s=1$ частота изменения тока в роторе большая и распределение тока по параллельным слоям определяется в основном их индуктивным сопротивлением. Поэтому при пуске происходит вытеснение

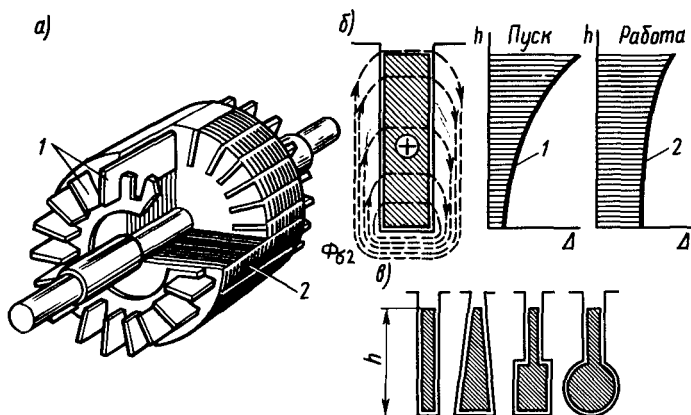


Рис. 5.34. Общий вид (а), разрез паза (б) ротора глубокопазного двигателя и разновидности пазов глубокопазных двигателей (в): 1—стержни «беличьей клетки»; 2—сердечник ротора

тока в «верхние» слои (плотность тока Δ по высоте проводника распределяется согласно кривой 1, рис. 5.34, б), что равносильно увеличению активного сопротивления стержня. В результате происходит повышение пускового момента двигателя. При $s \approx s_{\text{ном}}$ частота тока в роторе мала (например, при $f = 50$ Гц и $s \approx 0,02$ частота $f_2 \approx 1$ Гц) и соответственно меньше его индуктивное сопротивление. Вытеснения тока в этом случае не происходит; распределение его происходит приблизительно равномерно по высоте стержня (рис. 5.34, б, кривая 2). При этом резко уменьшается активное сопротивление ротора и потери мощности $\Delta P_{\text{эл}2}$; одновременно увеличивается поток рассеяния $\Phi_{\sigma 2}$, а следовательно, и сопротивление X'_2 .

Изменение параметров R'_2 и X'_2 глубокопазного двигателя в зависимости от скольжения приводит к тому, что характеристика $M = f(s)$ (см. рис. 5.33, б, кривая 2) близка к соответствующей характеристике двигателя с двойной беличьей клеткой (кривая 3). Здесь для сравнения показана характеристика $M = f(s)$ для двигателя с короткозамкнутым ротором нормального исполнения (кривая 1). Существуют разновидности глубокопазных двигателей с трапецеидальной, двухступенчатой и колбообразной формами стержней (рис. 5.34, в).

Магнитный поток рассеяния ротора двигателя с повышенным пусковым моментом по сравнению с магнитным потоком рассеяния ротора двигателя нормального исполнения увеличен, а поэтому он имеет несколько уменьшенный $\cos \phi_1$ при номинальном режиме и обладает пониженной перегрузочной способностью k_M .

Явление вытеснения тока при пуске и связанное с этим увеличение активного и уменьшение индуктивного сопротивлений встречается (в меньшей степени) и у двигателей с короткозамкнутым ротором нормального исполнения. Чтобы усилить эффект вытеснения тока в короткозамкнутых двигателях мощностью до 100 кВт, пазам ротора и стержням придают специальную, сильно вытянутую в радиальном направлении форму (см. рис. 5.4, з). В микродвигателях размеры пазов ротора обычно настолько малы, что использование эффекта вытеснения тока оказывается невозможным.

§ 5.12. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИЗМЕНЕНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ВРАЩЕНИЯ

Частота вращения асинхронного двигателя

$$n_2 = n_1(1 - s) = 60f_1(1 - s)/p. \quad (5.62)$$

Из формулы (5.62) следует три принципиально возможных метода регулирования асинхронных двигателей: изменение частоты f (частотное регулирование), числа полюсов

2р и скольжения s . Скольжение s обычно изменяют путем изменения потерь в цепи ротора с помощью реостата, но в некоторых случаях для этого изменяют величину питающего напряжения.

Частотное регулирование. Этот способ регулирования частоты вращения позволяет применять наиболее надежные и дешевые асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако для изменения частоты питающего напряжения требуется наличие источника электрического тока переменной частоты. В качестве последнего используют либо синхронные генераторы с переменной частотой вращения, либо преобразователи частоты — электромашинные или статические, выполненные на управляемых полупроводниковых вентилях (транзисторах или тиристорах).

В настоящее время статические преобразователи частоты имеют довольно сложную схему и сравнительно высокую стоимость. Однако быстрое развитие силовой полупроводниковой техники позволяет надеяться на дальнейшее совершенствование преобразователей частоты, что открывает перспективы для широкого применения частотного регулирования.

Для получения требуемой характеристики двигателя следует изменять не только частоту питающей сети, но и значение напряжения. Они должны иметь определенную зависимость, при которой обеспечивается устойчивая работа двигателя, не происходит чрезмерной нагрузки его по току и магнитному потоку и т. п. Выбранный закон управления необходимо реализовать посредством достаточно простого и надежного автоматического устройства.

Рассмотрим наиболее распространенные законы управления, применяемые при частотном регулировании.

Закон Костенко — характеристики асинхронного двигателя при частотах питающего напряжения, отличных от номинальной, зависят от соотношения между напряжением сети U_1 и частотой f_1 .

Зависимость максимального момента от напряжения и частоты выражается формулой (5.48). Подставляя в нее значение $\omega_1 = 2\pi f_1/p$, при $C_1 = 1$ получим

$$M_{\max} = \pm m_1 U_1^2 / \{4\pi f_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X'_2)^2}]\} / p \quad (5.63)$$

или, пренебрегая значением R_1 в знаменателе, имеем

$$M_{\max} \approx \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{4\pi f_1 (X_1 + X'_2)} = \pm \frac{m_1 U_1^2 p}{8\pi f_1^2 (L_1 + L'_2)} = \pm \frac{CU_1^2}{f_1^2}, \quad (5.63a)$$

где C — постоянная.

Из (5.63a) следует, что при изменении частоты f_1 изменяется максимальный момент, т. е. отношение максимального момента $M_{\max}$ к нагрузочному моменту M_n .

Для устойчивости работы двигателя необходимо обеспечить достаточную перегрузочную способность $M_{\max}/M_{\text{ном}} \geq 1,7 \dots 2$. Следовательно, при частотном регулировании должно быть обеспечено условие

$$M_{\max 1}/M_{\text{н}1} = M_{\max 2}/M_{\text{н}2} = \text{const}, \quad (5.64)$$

где индексы «1» и «2» относятся к различным частотам питающего напряжения, т. е. к различным частотам вращения.

Так как согласно (5.63а)

$$M_{\max 1}/M_{\max 2} = (U_{11}^2/U_{12}^2)(f_{12}^2/f_{11}^2), \quad (5.64a)$$

то получаем основной закон частотного регулирования:

$$U_{12}/U_{11} = (f_{12}/f_{11}) \sqrt{M_{\text{н}2}/M_{\text{н}1}}. \quad (5.65)$$

При постоянном значении нагрузочного момента $M_{\text{н}1} = M_{\text{н}2} = \text{const}$ уравнение (5.65) принимает вид

$$U_{11}/f_{11} = U_{12}/f_{12} = \text{const}, \quad (5.65a)$$

т. е. питающее напряжение следует изменять прямо пропорционально его частоте. При этом мощность двигателя увеличивается прямо пропорционально возрастанию частоты вращения.

Если требуется поддерживать режим постоянной мощности электродвигателя $P_2 = M_2 \Omega_2 = \text{const}$, то, так как частота вращения пропорциональна частоте f_1 , получим условие

$$M_{\text{н}1} f_{11} = M_{\text{н}2} f_{12} = \text{const} \quad (5.66)$$

или с учетом (5.65)

$$U_{12}/U_{11} = \sqrt{f_{12}/f_{11}}. \quad (5.67)$$

Выведенные соотношения являются приближенными, так как не учитывают активного сопротивления обмотки статора R_1 , входящего в формулу (5.63). Влияние этого сопротивления можно установить по упрощенной круговой диаграмме (рис. 5.35), диаметр которой при условии $U_1/f_1 = \text{const}$ остается неизменным. В этом случае при номинальной частоте $f_{1\text{ном}}$ линия моментов OT образует с диаметром окружности угол $\gamma_{\text{ном}}$, тангенс которого

$$\text{tg} \gamma_{\text{ном}} = R_1 / (X_1 + X'_2) = R_1 / [2\pi f_{1\text{ном}} (L_1 + L'_2)]. \quad (5.68)$$

При пониженной частоте

$$\text{tg} \gamma_{\text{пони}} = R_1 / [2\pi f_{1\text{пони}} (L_1 + L'_2)] \quad (5.68a)$$

и линия моментов OT' проходит значительно выше, что уменьшает максимальный момент (отрезок $A_d E' < A_d E$). Увеличение частоты сверх $f_{1\text{ном}}$ мало влияет на максимальный момент, так как угол $\gamma_{\text{ном}}$ обычно мал.

На рис. 5.36 изображены зависимости электромагнитного момента в относительных единицах $M/M_{\text{ном}}$ от частоты

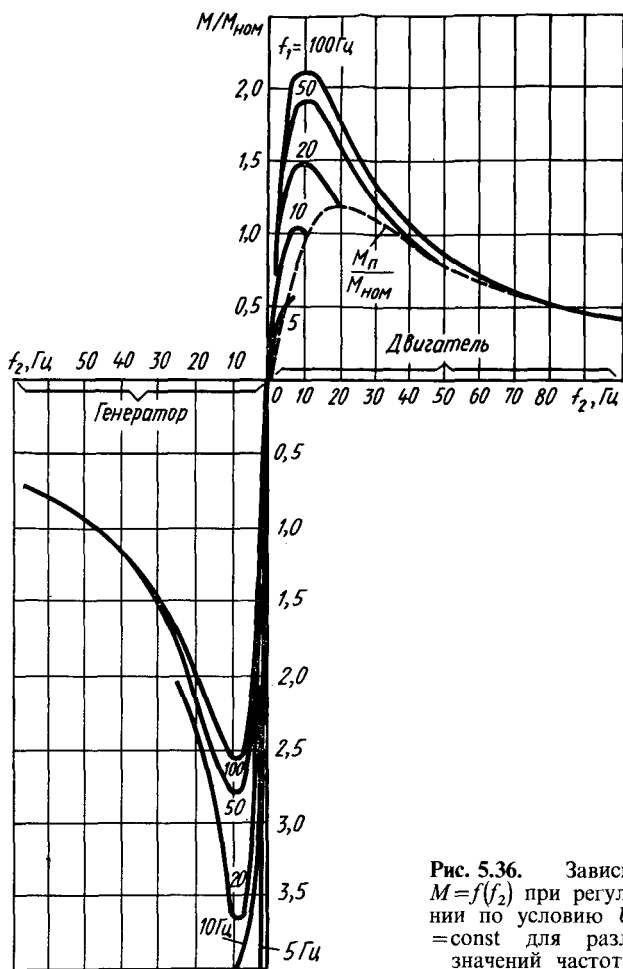


Рис. 5.36. Зависимости $M=f(f_2)$ при регулировании по условию $U_1/f_1 = \text{const}$ для различных значений частоты f_1

На рис. 5.37, б показаны графики изменения напряжения U_1 от частоты f_1 , необходимые для обеспечения указанного закона регулирования при заданных значениях частоты ротора f_2 , т. е. электромагнитного момента. Получить такую зависимость в электромашинных преобразователях частоты и синхронных генераторах с переменной частотой вращения весьма трудно, так как в них ЭДС пропорциональна частоте. Более гибким является регулирование напряжения в статических преобразователях частоты, которые имеют также более высокий КПД и меньшую массу.

Регулирование путем изменения числа полюсов. Такое регулирование позволяет получить ступенчатое изменение частоты вращения. На рис. 5.38 показана простейшая схема (для

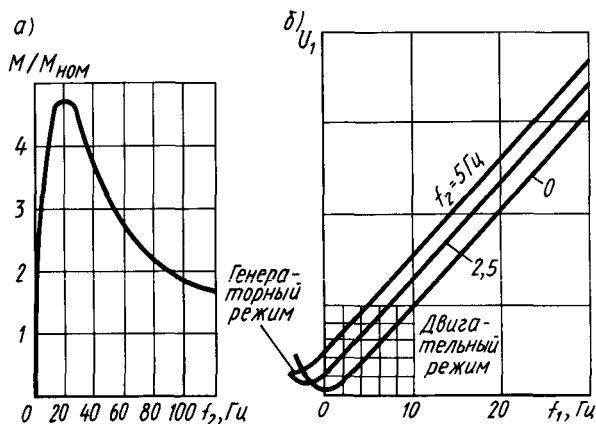


Рис. 5.37. Зависимости $M=f(f_2)$ (а) и $U_1=f(f_1)$ (б) при регулировании по условию $\Phi_m = \text{const}$

одной фазы), позволяющая изменять число полюсов обмотки статора в 2 раза. Для этого каждую фазу обмотки статора разделяют на две части, которые переключают с последовательного соединения на параллельное. Из рис. 5.38 видно, что при включении катушек 1—2 и 3—4 в две параллельные ветви число полюсов уменьшается в 2 раза, а следовательно, частота вращения магнитного поля увеличивается в 2 раза.

При переключении число последовательно включенных витков в каждой фазе уменьшается вдвое, но так как частота вращения возрастает в 2 раза, ЭДС, индуцированная в фазе, остается неизменной. Следовательно, двигатель при обеих частотах вращения может быть подключен к сети с одинаковым напряжением. Чтобы не осуществлять переключения в обмотке ротора, последнюю выполняют короткозамкнутой. Если нужно иметь три или четыре частоты вращения, то на статоре располагают еще одну обмотку, при переключении которой можно получить дополнительно две

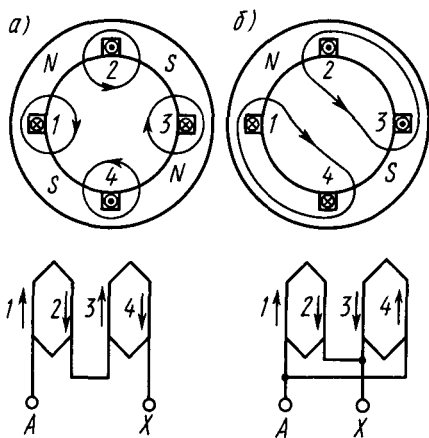


Рис. 5.38. Схема переключения одной фазы обмотки статора для изменения числа полюсов при $2p=4$ (а) и $2p=2$ (б)

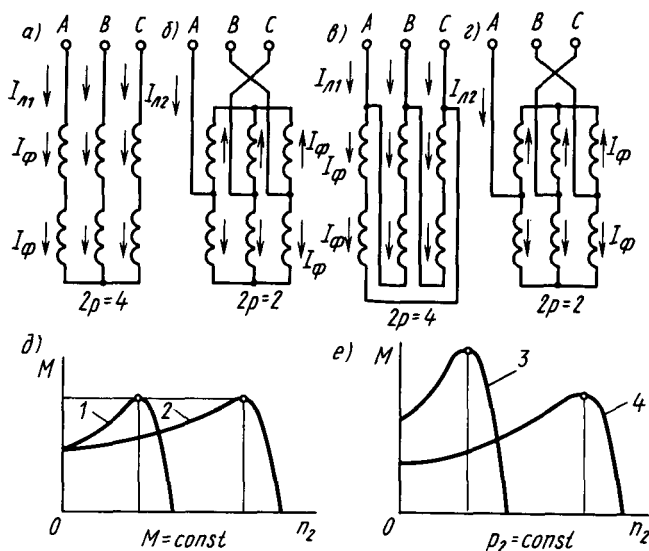


Рис. 5.39. Принципиальные схемы соединения обмотки статора с переключением числа полюсов (а—г) в отношении 2:1 и механические характеристики двигателей при таком переключении (д, е)

частоты. Асинхронные двигатели с переключением числа полюсов называют *многоскоростными*.

На рис. 5.39 показаны наиболее часто употребляемые схемы соединений обмотки статора с переключением числа полюсов в отношении 2:1. Схемы, приведенные на рис. 5.39, а, б, обеспечивают переключение при постоянном моменте, а схемы, приведенные на рис. 5.39, в, г,— при приблизительно постоянной мощности.

Механические характеристики двигателя при переключении полюсов двумя рассмотренными методами приведены на рис. 5.39, д, кривые 1 и 2—при постоянном моменте, кривые 3 и 4—при постоянной мощности.

Как видно из схем (рис. 5.39), при переходе от меньшей частоты вращения к большей изменяется направление тока в половине полуобмоток фаз статора. Чтобы направление вращения поля при этом осталось неизменным, необходимо также переключить концы двух фаз обмотки (например, фазы В и С).

Многоскоростные двигатели имеют следующие недостатки: большие габариты и массу по сравнению с двигателями нормального исполнения, а следовательно, и большую стоимость. Кроме того, регулирование осуществляется большими ступенями; при частоте $f_1 = 50$ Гц частота вращения поля n_1 при переключениях изменяется в соотношении 3000:1500:1000:750.

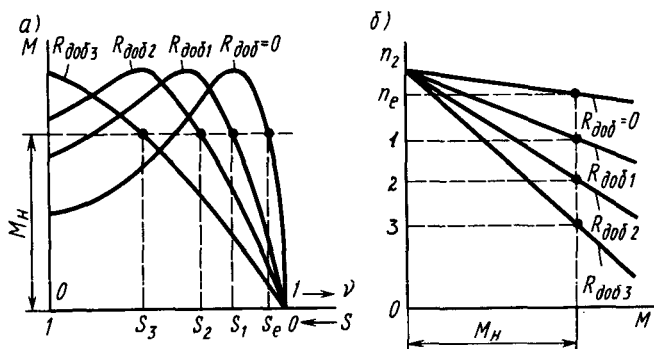


Рис. 5.40. Изменение формы механической характеристики при регулировании частоты вращения с помощью добавочного активного сопротивления

Регулирование путем включения реостата в цепь ротора. При включении в цепь ротора добавочных активных сопротивлений $R_{доб1}$, $R_{доб2}$, $R_{доб3}$ и других изменяется форма зависимости $M=f(s)$ и механической характеристики $n_2=f(M)$ двигателя (рис. 5.40, а). При этом некоторому нагрузочному моменту M_H соответствуют скольжения s_1 , s_2 , $s_3, \dots$, большие, чем скольжение s_e при работе двигателя на естественной характеристике (при $R_{доб}=0$). Следовательно, установившаяся частота вращения двигателя уменьшается (рис. 5.40, б).

Этот метод регулирования может быть использован только для двигателей с фазным ротором. Он позволяет плавно изменять частоту вращения в широких пределах. Недостатками его являются: а) большие потери энергии в регулировочном реостате; б) чрезмерно «мягкая» механическая характеристика двигателя при большом сопротивлении в цепи ротора. В некоторых случаях последнее является недопустимым, так как небольшому изменению нагрузочного момента соответствует существенное изменение частоты вращения.

Регулирование путем изменения питающего напряжения. Этот способ можно осуществить посредством тиристорного регулятора напряжения $РН$ (рис. 5.41, а), в каждой фазе которого включено по два тиристора. При изменении угла регулирования тиристоров изменяется дейст-

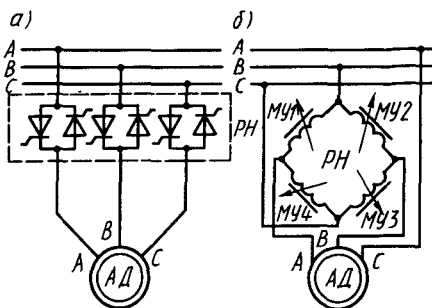


Рис. 5.41. Схемы питания двигателя от регулятора напряжения тиристорного (а) и на магнитных усилителях (б)

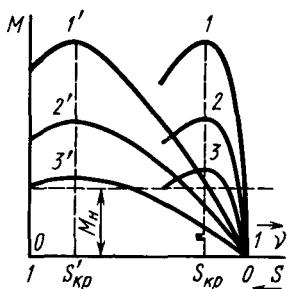


Рис. 5.42. Изменение формы механической характеристики при регулировании частоты вращения путем изменения питающего напряжения

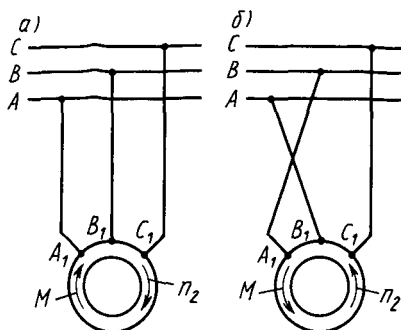


Рис. 5.43. Схемы включения двигателя при изменении направления вращения (а, б)

вующее значение напряжения, подаваемого на асинхронный двигатель АД. Если вход блока управления тиристорами связать системой обратной связи с датчиком частоты вращения двигателя, то регулятор будет поддерживать неизменной частоту вращения.

В качестве регуляторов напряжения РН можно также применить магнитные усилители МУ1...МУ4 (рис. 5.41, б), посредством которых регулируют напряжение, подаваемое к двум фазам двигателя.

При регулировании питающего напряжения U_1 изменяется форма механической характеристики двигателя (рис. 5.42), что при постоянном нагрузочном моменте M_n приводит к изменению скольжения и частоты вращения. Практическое значение для регулирования имеет уменьшение напряжения, так как существенное его увеличение приводит к недопустимому возрастанию тока холостого хода.

Для двигателей нормального исполнения такое регулирование неприменимо, так как при уменьшении питающего напряжения резко уменьшается максимальный момент $M_{\max}$ (см. рис. 5.42, кривые 1, 2 и 3). Критическое скольжение, определяющее зону устойчивой работы двигателя, остается при этом неизменным: $s_{кр} = 0,1 \dots 0,2$. Принципиально рассматриваемый метод можно было бы использовать для регулирования двигателей с большим активным сопротивлением ротора, так как в этом случае скольжение $s'_{кр}$ резко возрастает и максимум момента сдвигается в зону, близкую к $s = 1$ (кривые 1', 2' и 3'), и даже в область, где $s > 1$. Однако это ведет к значительному увеличению потерь мощности и снижению КПД, поэтому такой метод регулирования частоты вращения можно применять только

в микродвигателях, для которых КПД не имеет решающего значения.

Изменение направления вращения. Для изменения направления вращения ротора электродвигателя надо изменить направление вращения магнитного поля. Как следует из § 4.4, для этого необходимо изменить порядок чередования тока в фазах обмоток статора. В трехфазных машинах это осуществляется путем переключения двух любых проводов, подводящих ток из трехфазной сети к фазам этой обмотки (рис. 5.43, а, б).

§ 5.13. СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Структурная схема преобразователя частоты (рис. 5.44, а), питающегося от сети постоянного тока, содержит следующие основные элементы: входной фильтр 1, служащий для уменьшения пульсации тока в питающей сети; регулятор напряжения 2, позволяющий изменять напряжение на асинхронном двигателе в соответствии с выбранным законом регулирования при изменении частоты; собственно преобразователь частоты 3 (инвертор), поочередно подключающий фазы обмотки статора двигателя 4 к шинам разной полярности.

Рассматриваемая структурная схема является типичной. Она позволяет наиболее четко представить все функциональные зависимости, существующие в преобразователе частоты: переключение фаз обмотки двигателя, регулирование напряжения и фильтрацию переменных составляющих тока, не допуская их попадания в питающую сеть. Часто в эту схему вводят различные изменения, например после регулятора напряжения 2 включают еще один фильтр; иногда функции преобразователя частоты и регулятора напряжения совмещают в одном устройстве и т. п.

В зависимости от схемы преобразователя частоты его выходное напряжение u имеет прямоугольную (рис. 5.44, б)

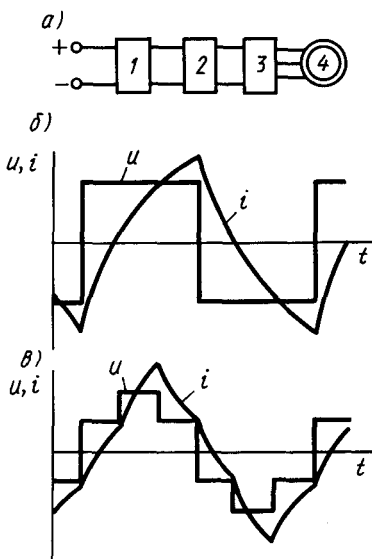


Рис. 5.44. Структурная схема (а) преобразователя частоты, питающегося от сети постоянного тока, и графики его выходных напряжения (б) и тока (в)

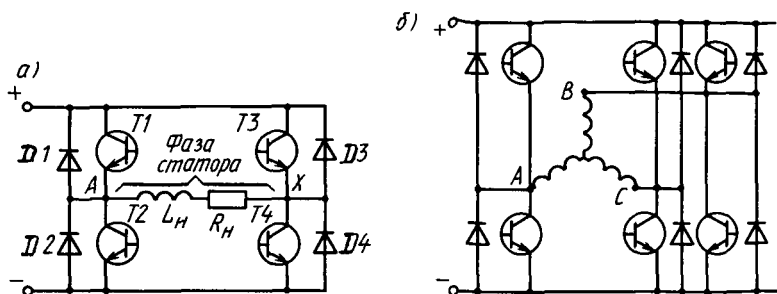


Рис. 5.45. Схемы питания одной фазы асинхронного двигателя (а) и трех его фаз (б) от транзисторного мостового инвертора

или ступенчатую (рис. 5.44, в) форму. В соответствии с этим изменяется и ток i в фазах двигателя.

Принципиальные схемы питания частотнорегулируемых двигателей. На рис. 5.45, а показана однофазная мостовая схема транзисторного инвертора (без регулятора напряжения и фильтра), применяемого в настоящее время для регулирования частоты вращения двигателей мощностью до 10 кВт. Транзисторы можно представить в виде идеальных ключей, поочередно попарно включающихся: при включении транзисторов $T1$ и $T4$ к началу фазы AX подают положительный потенциал, а к концу ее — отрицательный. После их выключения и включения транзисторов $T2$ и $T3$ к концу фазы AX подают положительный потенциал, а к началу — отрицательный. Таким образом, на фазу AX подается переменное напряжение u прямоугольной формы (рис. 5.44, б), основная гармоническая которого $u_1 = (4U \sin \omega t) / \pi$. Частота f_1 питающего напряжения определяется частотой переключения транзисторов. При активно-индуктивной нагрузке $R_n - L_n$, которую представляет фаза статора, ток в ней i отстает по фазе от напряжения. Для его замыкания в отрезки времени, когда напряжение изменяет свою полярность, служат обратные диоды $D1 \dots D4$. Например, после закрытия транзисторов $T1$ и $T4$ ток в нагрузке некоторое время проходит в прежнем направлении — от A к X , замыкаясь через диоды $D3$, $D2$ и через источник питания (во встречном направлении), пока не уменьшится до нуля.

Схема трехфазного мостового транзисторного инвертора, питающего асинхронный двигатель, показана на рис. 5.45, б. Благодаря поочередному включению транзисторов ток последовательно проходит по контурам обмоток $AB - AC - BC - BA - CA - CB - AB$, благодаря чему в двигателе создается вращающееся магнитное поле. Достоинством трехфазной мостовой схемы преобразователя является то, что в кривых фазных токов отсутствуют третьи гармонические.

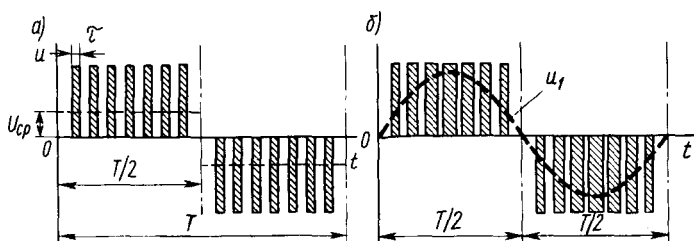


Рис. 5.46. Графики изменения напряжения, подаваемого на обмотку статора двигателя при широтно-импульсном регулировании (а) и при широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону (б)

В ряде случаев регулирование напряжения осуществляется без установки специального регулятора — «внутренними» силами инвертора. Для этого выходное напряжение инвертора модулируется высокочастотными сигналами (рис. 5.46, а), при которых кратковременные импульсы напряжения сменяются паузами. Среднее напряжение за полупериод получается равным

$$U_{cp} = U \sum \tau / 0,5T = \gamma U, \quad (5.72)$$

где $\sum \tau$ — сумма проводящих отрезков времени за полупериод $T/2$; $\gamma = \sum \tau / 0,5T$ — коэффициент заполнения.

Путем изменения соотношения между проводящими и не проводящими отрезками времени, т. е. изменения коэффициента заполнения, можно регулировать среднее значение выходного напряжения при неизменном значении входного напряжения. Рассмотренный метод регулирования называют *широтно-импульсным*.

При широтно-импульсном регулировании в мостовом инверторе (см. рис. 5.45, а) в течение одного полупериода один транзистор, подающий питание на фазу статора, включен все время (например, $T2$), а другой — периодически с временами τ (в данном случае $T3$). Во время пауз, т. е. когда транзистор $T3$ закрыт, ток через нагрузку замыкается по контуру: транзистор $T2$ — диод $D4$ — нагрузка, т. е. минуя источник тока, благодаря чему во время пауз напряжение равно нулю.

При широтно-импульсном методе регулирования напряжения влияние высших гармонических значительно сильнее (особенно при малых γ), чем при прямоугольной форме напряжения. Для их уменьшения увеличивают число импульсов в полупериоде, т. е. частоту модуляции f_u , делая ее не меньше чем в 12 раз выше частоты основной гармонической f_m инвертора (машинной частоты).

При мощностях до сотен ватт это обстоятельство не создает заметных неудобств, так как частотные свойства

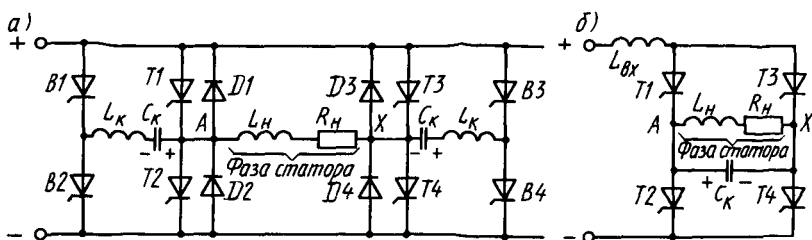


Рис. 5.47. Схема питания одной фазы асинхронного двигателя от инвертора напряжения (а) и инвертора тока (б) на тиристорах

транзисторов очень высокие. При мощностях более 10 кВт применяют не транзисторы, а более мощные вентили — тиристоры, частотные свойства которых значительно ниже, вследствие чего применение широтно-импульсного регулирования требует специальных тириستоров (с повышенными динамическими свойствами), так как необходимая частота импульсов составляет примерно 5000...10 000 Гц.

Некоторое улучшение спектрального состава выходного напряжения можно получить, применив широтно-импульсную модуляцию по синусоидальному закону (см. рис. 5.46, б), при которой ширина импульсов изменяется в течение полупериода; наибольшая ширина импульсов наблюдается в середине периода, а к началу и концу полупериода уменьшается.

На рис. 5.47, а приведена схема одной фазы инвертора на тиристорах при использовании широтно-импульсной модуляции. Кроме главных тириستоров $T1...T4$ и соответствующих им обратных диодов $1...4$ фаза инвертора имеет еще два коммутирующих узла, состоящих из конденсатора C_k и реактора L_k , которые служат для запираания тиристоров. Конденсаторы C_k через вспомогательные тиристоры $B1...B4$ заряжаются от сети прежде, чем включаются главные тиристоры. Например, перед включением тиристоров $T1$ и $T4$ конденсаторы должны иметь полярность, показанную на рис. 5.47, а. По сигналу управления тиристоры $T1$ и $T4$ включаются и проводят ток какое-то время.

Для их запираания на вспомогательные тиристоры $B1$ и $B4$ подают импульсы управления и после включения этих тиристоров заряженные конденсаторы C_k подключаются к тиристорам $T1$ и $T4$ так, что разрядный ток конденсатора направляется против тока тиристора. В связи с этим ток через тиристоры $T1$ и $T4$ прекращается, а конденсаторы продолжают разряжаться через нагрузку и обратные диоды до тех пор, пока напряжение на них не изменит знак и оно станет равным напряжению питания (или несколько больше). После перезаряда конденсаторы оказываются под-

готовленными к запираанию тиристоров $T2$ и $T3$. Для запираания тиристоров $T2$ и $T3$ (при широтно-импульсной модуляции) открывают вспомогательные тиристоры $B2$ и $B3$. Приведенный пример показывает сложность выполнения инвертора на тиристорах, для которого кроме главных тиристоров требуются узлы запираания, состоящие из вспомогательных тиристоров, конденсаторов C_k и реакторов L_k . Это увеличивает массу и стоимость инверторов и снижает их надежность.

Кроме того, в инверторах рассмотренного типа (инверторах напряжения) возможны очень большие пики тока при малых частотах вращения двигателя. Это объясняется тем, что минимальная длительность приложения напряжения $\tau_{\min}$ довольно велика, так как она определяется временем перезаряда коммутирующего конденсатора. При малой частоте вращения двигателя ЭДС вращения в обмотке статора практически отсутствует и за период проводящего состояния инвертора ток в обмотке существенно возрастает.

Используют и другой тип инвертора — *инвертор тока*, в котором не может возникать больших пиков токов, а коммутирующие устройства существенно упрощаются (рис. 5.47, б). На входе такого инвертора включают мощный реактор $L_{вх}$, вследствие чего ток в нем практически неизменен и равен току нагрузки ($i \approx I_n$). При включенном состоянии тиристоров $T1$ и $T4$ ток в нагрузке проходит от начала фазы к концу, а коммутирующий конденсатор C_k заряжается с полярностью, показанной на схеме. Когда нужно изменить направление тока в нагрузке, подают отпирающие импульсы управления на тиристоры $T2$ и $T3$. При этом разрядный ток коммутирующего конденсатора ускоряет включение тиристоров $T2$ и $T3$ и способствует выключению тиристоров $T1$ и $T4$. Затем конденсатор перезаряжается, изменяя свою полярность, и оказывается подготовленным к следующему циклу изменения тока в нагрузке. Недостатки инвертора тока — наличие мощного реактора и необходимость иметь на входе регулятор напряжения.

При питании инвертора от сети переменного тока его можно выполнить без коммутирующих узлов (инвертор с непосредственной связью). Каждая фаза такого инвертора (рис. 5.48, а) связана с каждой фазой сети двумя тиристорами, включенными встречно-параллельно. Поэтому каждую фазу двигателя можно подключить к трехфазной сети в любом сочетании с другой фазой. На рис. 5.48, б показано образование из напряжения сети с периодом T_c выходного напряжения пониженной частоты с периодом T_m , которое подают на фазы двигателя. Недостатком рассматриваемого инвертора является то, что его максимальная выходная частота меньше частоты сети практически в 2...3 раза.

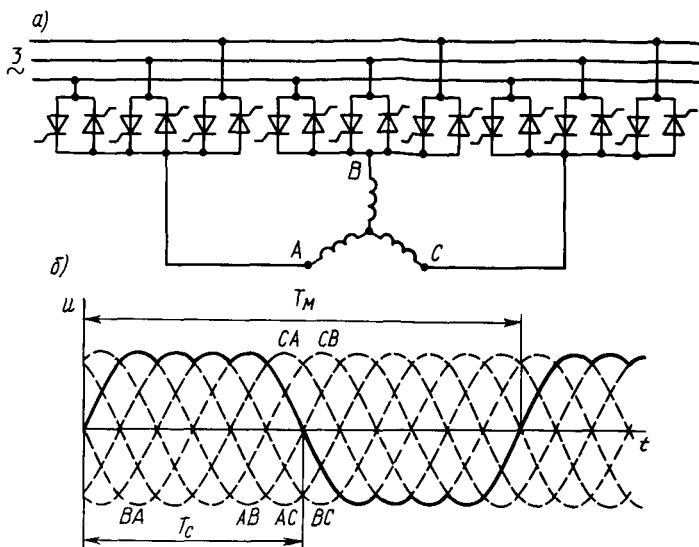


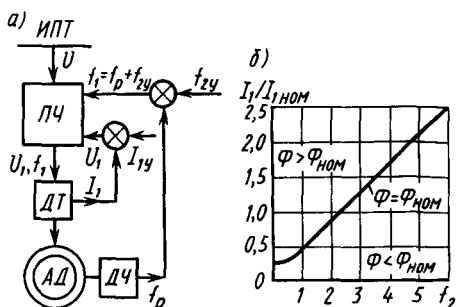
Рис. 5.48. Схема питания трехфазного асинхронного двигателя от преобразователя частоты с непосредственной связью с сетью переменного тока (а) и графики изменения напряжения, подаваемого на фазу двигателя (б)

Поэтому подобные преобразователи частоты применяют только для питания мощных тихоходных асинхронных двигателей.

Система управления преобразователя частоты. Система управления должна регулировать выходные напряжения и частоту преобразователя по требуемому закону. Как показано выше, очень распространенным является регулирование при постоянном магнитном потоке двигателя Φ и постоянной частоте ротора f_2 , так как такой закон регулирования обеспечивает близкие к оптимальным условия работы двигателя во всем диапазоне частоты вращения при постоянном моменте нагрузки.

Для поддержания постоянного потока Φ при постоянной частоте ротора f_2 необходимо обеспечить, что $I_1 = I_0 + (-I'_2) \approx \text{const}$, так как постоянство $\Phi = \text{const}$ обуславливает неизменность намагничивающего тока $I_0 \approx I_\mu = \text{const}$, а постоянство $f_2 = \text{const}$ и, следовательно, $M = \text{const}$ — постоянство тока ротора I_2 . Таким образом, для частотного регулирования асинхронного двигателя можно применить систему управления, структурная схема которой приведена на рис. 5.49, а. Преобразователь частоты ПЧ получает питание от источника постоянного тока ИПТ и подает трехфазное напряжение на статор асинхронного двигателя АД. Система автоматического регулирования должна устанавливать в пре-

Рис. 5.49. Структурная схема системы управления асинхронным двигателем при частотном регулировании (а) и зависимость $I_1 = f(f_2)$ при $\Phi_m = \text{const}$ (б)



образователе ПЧ такие выходные напряжение U_1 и частоту f_1 , чтобы в статоре двигателя проходил заданный ток I_1 , а ротор имел заданную частоту f_2 . Для этого система должна иметь два канала управления, один из которых задает U_1 в соответствии с измеренным значением тока статора I_1 , а второй — частоту f_2 . В нее входят датчики ДТ и ДЧ тока I_1 и частоты f_p , пропорциональной частоте вращения ротора, и устройства, задающие сигналы уставки I_{1y} и f_{2y} , пропорциональные требуемым значениям тока и частоты f_2 . При этом частота $f_1 = f_{2y} + f_p$.

На рис. 5.49, б показана зависимость тока статора от частоты тока в роторе при постоянном магнитном потоке $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$, построенная для двигателя мощностью 100 кВт. Приведенная кривая соответствует оптимальному закону регулирования, так как при отклонении от нее в область больших токов магнитный поток возрастает и в магнитной цепи возникает повышенное насыщение, а при отклонении от нее в область меньших токов магнитный поток уменьшается, что приводит к снижению электромагнитного момента и возрастанию электрических потерь. Естественно, что специфические условия эксплуатации привода могут внести существенные коррективы в указанный закон регулирования I_1 и f_2 (например, если двигатель длительно работает с моментами, меньшими номинального).

При повышенных частотах вращения по сравнению с номинальной, как правило, осуществляется закон регулирования при постоянной мощности согласно (5.67). Однако иногда приходится работать в режиме «ослабления поля», когда пропорционально частоте вращения n_2 изменяется частота питающего напряжения f_1 , а первичное напряжение U_1 остается неизменным. При этом с повышением частоты f_1 уменьшаются магнитный поток и максимальный момент двигателя. Такой метод регулирования используют только в том случае, если максимальная частота вращения незначительно превышает номинальную: $n_{\text{max}} \leq 1,4n_{\text{ном}}$. При этом снижение максимального момента не слишком велико, а система управления существенно упрощается.

§ 5.14. АСИНХРОННЫЕ КАСКАДЫ

Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя с фазным ротором путем включения реостата в цепь ротора сопровождается потерей энергии в реостате, что может существенно снизить энергетические показатели электропривода. Однако имеется возможность регулировать частоту вращения таких двигателей без потерь энергии в реостате. Для этого электрическую энергию, выделяющуюся в цепи ротора при скольжении (энергию скольжения), посредством преобразовательной установки передают обратно в питающую сеть переменного тока или к вспомогательному двигателю, который сообщает дополнительную механическую энергию валу основного асинхронного двигателя. Сочетание асинхронного двигателя с преобразовательной установкой или с преобразовательной установкой и вспомогательным двигателем называют *асинхронным каскадом*. В настоящее время в асинхронных каскадах применяют главным образом полупроводниковые преобразователи, поэтому их часто называют *вентильными каскадами*.

В вентильном каскаде (рис. 5.50) к ротору асинхронного двигателя 2 подключены два полупроводниковых преобразователя — 3 и 4. Рассматриваемая схема позволяет регулировать частоту вращения электродвигателя вниз и вверх от синхронной частоты вращения ($s=0$). При $s>0$ преобразователь 4 работает в выпрямительном режиме, а преобразователь 3 — в инверторном. При этом электрическая мощность скольжения P_s от ротора асинхронного двигателя передается через преобразователь 4 на преобразователь 3, который преобразует постоянный ток в переменный и возвращает энергию скольжения в питающую сеть. При регулировании вверх от синхронной частоты ($s<0$) к ротору асинхронного двигателя через преобразователи 3 и 4 подается из сети дополнительная электрическая энергия; при этом двигатель начинает работать с частотой выше синхронной. Частота в рассматриваемом каскаде регулируется путем изменения режима работы преобразователя 3, т. е. изменения его входного сопротивления. Выходная мощность P_2 двигателя передается рабочей машине 1. При этом, пренебрегая потерями в двигателе и принимая $P_{эм} \approx P_1$, получаем, что мощность, передаваемая рабочей машине,

$$P_2 \approx P_{мех} \approx P_{эм}(1-s) \approx P_1(1-s),$$

а развиваемый на ее валу вращающий момент при $P_1 = P_{ном} = \text{const}$

$$M \approx P_2 / \omega_2 = P_1(1-s) / [\omega_1(1-s)] = \text{const}.$$

В настоящее время асинхронные каскады используют главным образом в электроприводах с двигателями большой

мощности при широком диапазоне регулирования частоты вращения.

Находят применение также каскадные схемы (рис. 5.51), в которых энергия скольжения через выпрямитель подводится к двигателю постоянного тока.

В схеме электрического каскада (рис. 5.51, а) двигатель постоянного тока 4, получающий от асинхронного двигателя 2 через выпрямитель 5 энергию скольжения P_s , вращает генератор переменного тока 3, который возвращает эту энергию в сеть. Эта схема принципиально тождественна схеме (см. рис. 5.50), но применяемое электрооборудование имеет большую массу и уменьшенный КПД из-за использования вращающихся машин. Рабочей машине 1 при принятых выше идеализированных условиях передается мощность $P_2 \approx P_1(1-s)$ при постоянном моменте.

В схеме электромеханического каскада (рис. 5.51, б) двигатель постоянного тока 4 жестко соединен с валом асинхронного двигателя 2 и поэтому энергия скольжения преобразуется в механическую. К рабочей машине 1 подается мощность

$$P_2 + P_s \approx (1-s)P_1 + P_1s \approx P_1,$$

которая при $P_1 = \text{const}$ остается постоянной на всех частотах.

Недостатки каскадных схем с двигателями постоянного тока — относительно высокая стоимость коллекторных двигателей и сложность их эксплуатации.

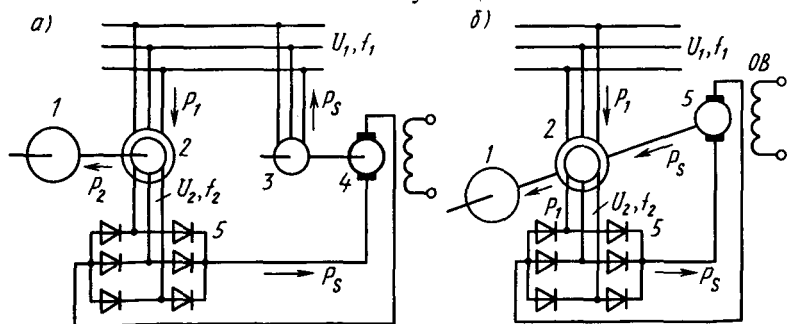


Рис. 5.51. Схемы электрического (а) и электромеханического (б) каскадов асинхронного двигателя с машиной постоянного тока

§. 5.15. ГЕНЕРАТОРНЫЙ РЕЖИМ И РЕЖИМЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО И ДИНАМИЧЕСКОГО ТОРМОЖЕНИЯ

Асинхронная машина, статор которой подключен к трехфазной сети переменного тока, может работать в режимах генераторном, электромагнитного торможения (см. § 5.1), двигателем.

Генераторный режим. Генераторному режиму работы, при котором машина отдает электрическую энергию в сеть, на круговой диаграмме (рис. 5.52, а) соответствует часть окружности лежащая ниже линии $O'G$. Механическую характеристику асинхронной машины в генераторном режиме (рис. 5.52, б) можно построить по круговой диаграмме или по формуле (5.46) при подстановке в нее отрицательных скольжений.

В генераторном режиме электромагнитный момент является тормозящим. Характер механической характеристики в генераторном режиме сходен с двигательным: по мере увеличения скольжения — s от точки, где $s=0$, электромагнит-

ный момент сначала возрастает, достигает максимума при каком-то скольжении, а затем уменьшается.

Из круговой диаграммы видно, что максимальный момент в генераторном режиме больше, чем в двигательном, на 30...50%. Это объясняется тем, что в генераторном режиме $E_1 > U_1$, а следовательно, при равных напряжениях сети магнитный поток и максимальный момент больше, чем в двигательном.

Активная составляющая тока статора I_{1r} в генераторном режиме противоположна по фазе активной составляющей тока I_{1dv} в двигательном режиме, т. е. она сдвинута на 180° относительно вектора напряжения $\dot{U}_1$. Следовательно, машина отдает в сеть электрическую энергию.

Генераторный режим используют практически толь-

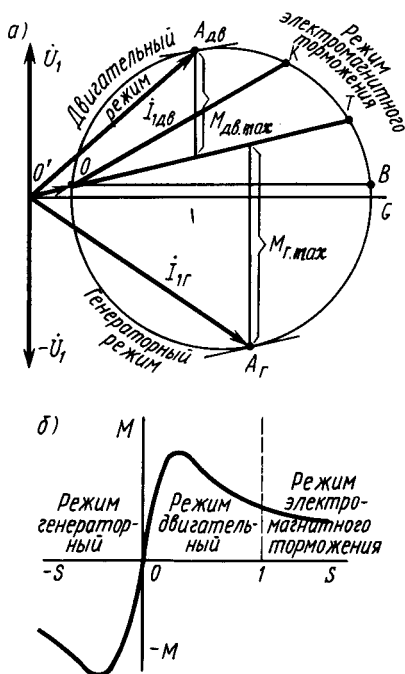


Рис. 5.52. Круговая диаграмма (а) и механическая характеристика (б) асинхронной машины в режимах генераторном, электромагнитного торможения, двигательном

ко для торможения механизмов, приводимых во вращение асинхронными двигателями. Этот способ торможения называют *рекуперативным*. Типичный пример — спуск груза краном, когда двигатель включается *согласно* с направлением спуска и скорость перемещения груза ограничивается значением, близким к n_1 , а энергия, запасенная грузом, отдается в сеть.

Переход из двигательного режима в генераторный происходит автоматически, когда частота вращения ротора n_2 превышает частоту вращения магнитного поля n_1 . Это возможно при переходных режимах электропривода либо при изменении направления нагрузочного момента.

Режим электромагнитного торможения. Если при вращающемся роторе изменяется направление вращения поля асинхронной машины, то оно оказывает на ротор тормозящее действие. Такой режим работы машины называют *режимом электромагнитного торможения*. При этом частота вращения ротора $n_2 < 0$ (частоту вращения n_1 принимают положительной), а следовательно, скольжение $s > 1$. Рассматриваемому режиму на круговой диаграмме (рис. 5.52, а) соответствует часть окружности токов, расположенная между точками K и T , а на механической характеристике — область, лежащая в диапазоне скольжений $1 < s < \infty$ (рис. 5.52, б). В режиме электромагнитного торможения активная составляющая тока I_1 совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_1$. Следовательно, машина потребляет из сети электрическую мощность.

Чтобы перевести двигатель в режим электромагнитного торможения, следует изменить направление вращения магнитного поля (переключив два любых провода, присоединяющих фазы обмотки статора к сети трехфазного тока) и ввести в цепь ротора добавочное активное сопротивление. Увеличение сопротивления цепи ротора необходимо для ограничения силы тока машины, который при замкнутом накоротко роторе достигает большого значения. Кроме того, если машина работает на естественной характеристике, то режим, соответствующий $s > 1$, является неустойчивым (рис. 5.52, б); включение в цепь ротора добавочного активного сопротивления позволяет сдвинуть максимум момента в область скольжения $s > 1$ (обеспечив тем самым устойчивое электромагнитное торможение) и регулировать тормозной момент.

На рис. 5.53 приведены механические характеристики асинхронной машины в режиме электромагнитного торможения при различных значениях добавочного сопротивления $R_{\text{доб}}$ в цепи ротора. Чем больше сопротивление $R_{\text{доб}}$, тем мягче механическая характеристика и тем дальше в область положительных значений s сдвигается максимум момента.

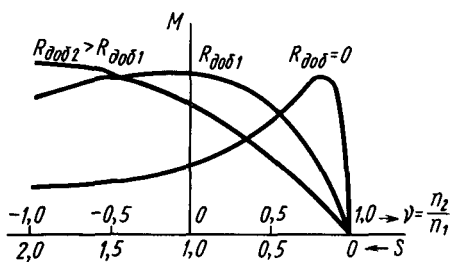


Рис. 5.53. Механическая характеристика асинхронной машины при работе в режиме электромагнитного торможения

Практически режим электромагнитного торможения используют для быстрого останова механизмов. Его называют также *торможением противовключением*. Достоинство режима — возможность создавать большие тормозные моменты при низких частотах вращения и даже при частоте вращения, равной нулю, хотя с энергетической

точки зрения этот режим не выгоден, так как асинхронная машина в процессе торможения потребляет из сети электрическую энергию. Эта энергия теряется в активных сопротивлениях двигателя и подключаемого в цепь обмотки ротора реостата.

При уменьшении частоты вращения ротора до нуля необходимо отключить двигатель от сети, иначе ротор начнет вращаться в противоположном направлении.

Режим динамического торможения. В рассматриваемом режиме статор асинхронной машины отключают от сети переменного тока, а затем две его фазы подключают к источнику постоянного тока. При этом в машине появляется постоянный магнитный поток возбуждения, индуцирующий в обмотках ротора переменную ЭДС. Чтобы создать тормозной момент, к обмоткам ротора подключают активное сопротивление, в котором гасится энергия, возникающая в машине в результате торможения приводного механизма. В режиме динамического торможения асинхронная машина превращается в автономный синхронный генератор, работающий на реостат (см. гл. 8).

§ 5.16. АСИНХРОННЫЙ АВТОНОМНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Асинхронная машина, подключенная к трехфазной сети переменного тока, при частоте вращения $n_2 > n_1$ переходит в генераторный режим (см. § 5.15). При этом реактивную мощность, необходимую для возникновения вращающего магнитного поля, машина получает из сети. Можно также обеспечить работу асинхронной машины в качестве автономного генератора, если подавать в обмотку статора необходимую реактивную мощность от батареи конденсаторов.

В автономном асинхронном генераторе (рис. 5.54, а) к выходу генератора АГ, приводимого во вращение каким-либо первичным двигателем Д, параллельно нагрузке в каждую фазу подключают конденсатор С. При активной нагрузке реактивная мощность Q_C , поступающая от конденсатора,

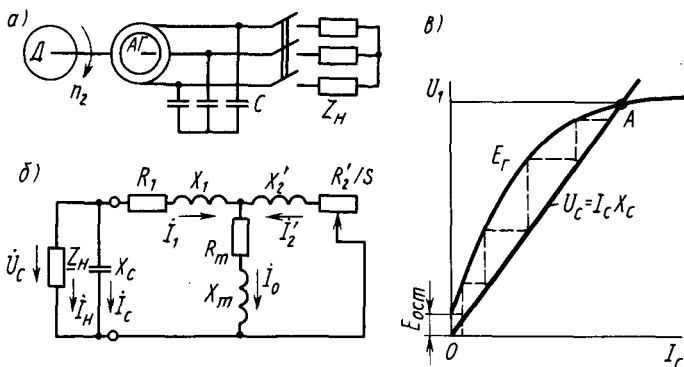


Рис. 5.54. Схема включения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением (а), его схема замещения (б) и зависимость ЭДС от тока I_c (в)

должна быть равна реактивной (намагничивающей) мощности генератора Q_p , необходимой для создания его магнитного потока. При смешанной активно-индуктивной нагрузке мощность Q_c должна покрывать также реактивную мощность Q_{pn} нагрузки. Схема замещения асинхронного генератора с конденсаторным возбуждением изображена на рис. 5.54, б.

В рассматриваемом асинхронном генераторе возникает процесс самовозбуждения, как и в генераторе постоянного тока с параллельным возбуждением (см. § 10.8). Ввиду наличия в магнитной системе машины остаточного магнетизма при вращении ротора в обмотке статора индуцируется остаточная ЭДС $E_{ост}$ (рис. 5.54, в), создающая в конденсаторах ток I_c . Этот ток, проходя по обмотке статора, усиливает его магнитный поток, в результате чего индуцируемая в генераторе ЭДС E_r и ток конденсатора увеличиваются. Рассматриваемый процесс продолжается до тех пор (точка А), пока ЭДС E_r не станет равной напряжению на конденсаторе U_c . Это условие можно выразить в виде равенства сопротивлений $X_1 + X_m = X_c$, где X_m — индуктивное сопротивление намагничивающего контура, уменьшающееся из-за насыщения магнитной цепи машины; X_c — емкостное сопротивление конденсатора. В ряде случаев начало процесса самовозбуждения генератора обеспечивается путем разряда на обмотку статора предварительно заряженной конденсаторной батареи.

Автономные асинхронные генераторы с конденсаторным возбуждением обычно выполняют с короткозамкнутой обмоткой ротора. Их используют главным образом на электроэнергетических установках небольшой мощности, работающих без обслуживающего персонала.

АСИНХРОННЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ И ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

§ 6.1. ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Асинхронные двигатели небольшой мощности (15...600 Вт) применяют в автоматических устройствах и электробытовых приборах для привода вентиляторов, насосов и другого оборудования, не требующего регулирования частоты вращения. В электробытовых приборах и автоматических устройствах обычно используют однофазные микродвигатели, так как эти приборы и устройства, как правило, получают питание от однофазной сети переменного тока.

Принцип действия и устройство однофазного двигателя. Обмотка статора однофазного двигателя (рис. 6.1, а) расположена в пазах, занимающих примерно $2/3$ окружности статора, которая соответствует паре полюсов. В результате (см. гл. 3) распределение МДС и индукции в воздушном зазоре близко к синусоидальному. Поскольку по обмотке проходит переменный ток, МДС пульсирует во времени с частотой сети. Индукция в произвольной точке воздушного зазора

$$B_x = B_m \sin \omega t \cos(\pi x / \tau). \quad (6.1)$$

Таким образом, в однофазном двигателе обмотка статора создает неподвижный поток, изменяющийся во времени, а не круговой вращающийся поток, как в трехфазных двигателях при симметричном питании.

Для упрощения анализа свойств однофазного двигателя представим (6.1) в виде

$$B_x = 0,5 B_m \sin(\omega t - \pi x / \tau) + 0,5 B_m \sin(\omega t + \pi x / \tau), \quad (6.1a)$$

т. е. заменим неподвижный пульсирующий поток суммой идентичных круговых полей, вращающихся в противоположных направлениях и имеющих одинаковые частоты вращения: $n_{1\text{пр}} = n_{1\text{обр}} = n_1$. Поскольку свойства асинхронного двигателя при круговом вращающемся поле подробно рассмотрены в § 5.7...5.12, анализ свойств однофазного двигателя можно

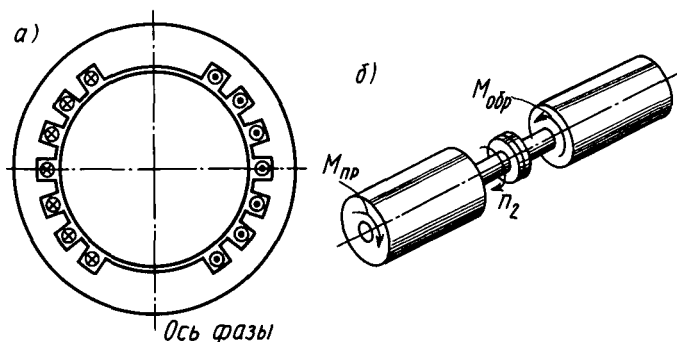


Рис. 6.1. Поперечный разрез статора однофазного асинхронного двигателя (а) и направление вращающих моментов, действующих на его ротор (б)

свести к рассмотрению совместного действия каждого из вращающихся полей. Иными словами, однофазный двигатель можно представить в виде двух одинаковых двигателей, роторы которых жестко связаны между собой (рис. 6.1, б), при встречном направлении вращения магнитных полей и создаваемых ими моментов $M_{пр}$ и $M_{обр}$. Поле, направление вращения которого совпадает с направлением вращения ротора, называют *прямым*; поле обратного направления — *обратным* или *инверсным*.

Скольжение ротора относительно прямого поля $\Phi_{пр}$

$$s_{пр} = (n_{1пр} - n_2) / n_{1пр} = (n_1 - n_2) / n_1 = 1 - n_2 / n_1. \quad (6.2)$$

Скольжение ротора относительно обратного поля $\Phi_{обр}$

$$s_{обр} = (n_{1обр} + n_2) / n_{1обр} = (n_1 + n_2) / n_1 = 1 + n_2 / n_1. \quad (6.3)$$

Из (6.2) и (6.3) следует, что

$$s_{обр} = 1 + n_2 / n_1 = 2 - s_{пр}. \quad (6.4)$$

Электромагнитные моменты $M_{пр}$ и $M_{обр}$, образуемые прямым и обратным полями, направлены в противоположные стороны, а результирующий момент однофазного двигателя $M_{рез}$ равен алгебраической сумме моментов при одной и той же частоте вращения ротора.

На рис. 6.2, а показана зависимость $M = f(s)$ для однофазного двигателя. Рассматривая рис. 6.2, можно сделать следующие выводы:

а) однофазный двигатель не имеет пускового момента; он вращается в ту сторону, в которую приводится внешней силой;

б) частота вращения однофазного двигателя при холостом ходе меньше, чем у трехфазного двигателя, из-за наличия тормозящего момента, образуемого обратным полем;

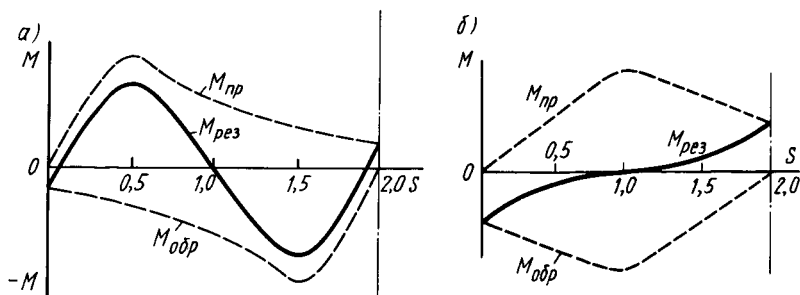


Рис. 6.2. Механические характеристики однофазного асинхронного двигателя (а, б)

в) рабочие характеристики однофазного двигателя хуже, чем трехфазного; он имеет повышенное скольжение при номинальной нагрузке, меньший КПД, меньшую перегрузочную способность, что также объясняется наличием обратного поля;

г) мощность однофазного двигателя составляет примерно $\frac{2}{3}$ от мощности трехфазного двигателя того же габарита, так как в однофазном двигателе рабочая обмотка занимает только $\frac{2}{3}$ пазов статора. Заполнять все пазы статора нерационально, так как при этом обмоточный коэффициент получается малым, расход меди возрастает примерно в 1,5 раза, в то время как мощность увеличивается на 12%.

Пусковые устройства. Чтобы получить пусковой момент, однофазные двигатели имеют пусковую обмотку, сдвинутую на 90 эл. град. относительно основной рабочей обмотки. На период пуска пусковую обмотку присоединяют к сети через фазосдвигающие элементы—емкость или активное сопротивление. После окончания разгона двигателя пусковую обмотку отключают, при этом двигатель продолжает работать как однофазный. Поскольку пусковая обмотка работает лишь короткое время, ее изготавливают из провода меньшего сечения, чем рабочую, и укладывают в меньшее число пазов.

Подробно рассмотрим процесс пуска при использовании в качестве фазосдвигающего элемента емкости C (рис. 6.3, а). На пусковой обмотке Π напряжение $\dot{U}_{1п} = \dot{U}_1 - \dot{U}_c = \dot{U}_1 + j\dot{I}_{1п}X_c$, т. е. оно сдвинуто по фазе относительно напряжения сети $\dot{U}_1$, приложенного к рабочей обмотке R . Следовательно, векторы токов в рабочей $\dot{I}_{1р}$ и пусковой $\dot{I}_{1п}$ обмотках сдвинуты по фазе на некоторый угол. Выбирая определенным образом емкость фазосдвигающего конденсатора, можно получить режим работы при пуске, близкий к симметричному (рис. 6.3, б), т. е. получить круговое враща-

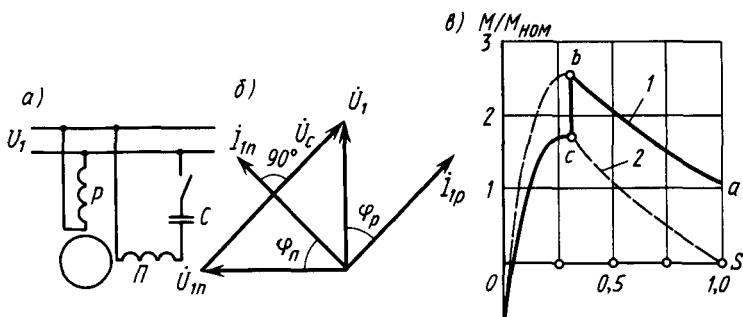


Рис. 6.3. Схема однофазного асинхронного двигателя с конденсаторным пуском (а), его векторная диаграмма (б) и механическая характеристика (в)

ющееся поле. На рис. 6.3, в показаны зависимости $M=f(s)$ для двигателя при включенной (кривая 1) и выключенной (кривая 2) пусковой обмотке. Пуск двигателя осуществляется на части ab характеристики 1; в точке b пусковая обмотка выключается, и в дальнейшем двигатель работает на части $сО$ характеристики 2.

Поскольку включение второй обмотки существенно улучшает механическую характеристику двигателя, в некоторых случаях применяют однофазные двигатели, в которых обмотки A и B включены все время (рис. 6.4, а). Такие двигатели называют конденсаторными.

Обе обмотки конденсаторных двигателей занимают, как правило, одинаковое число пазов и имеют одинаковую мощность. При пуске конденсаторного двигателя для увеличения пускового момента целесообразно иметь увеличенную емкость $C_p + C_n$. После разгона двигателя по характеристике 2 (рис. 6.4, б) и уменьшения тока часть конденсаторов C_n отключают, чтобы при номинальном режиме (когда ток двигателя становится меньшим, чем при пуске) увеличить емкостное сопротивление и обеспечить работу двигателя в условиях, близких к работе при круговом вращающемся поле. При этом двигатель работает на характеристике 1.

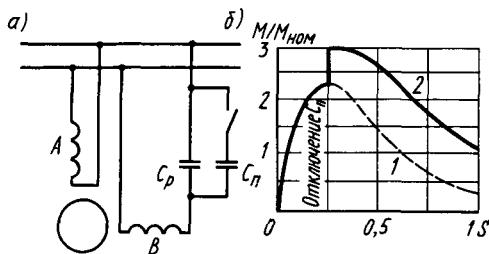


Рис. 6.4. Схема конденсаторного асинхронного двигателя (а) и его механическая характеристика (б)

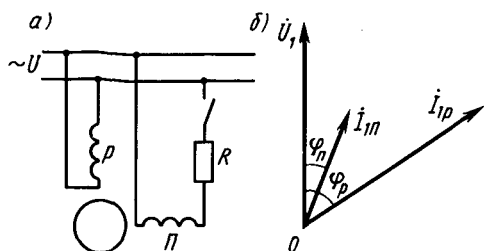


Рис. 6.5. Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением (а) и его векторная диаграмма (б)

Конденсаторный двигатель имеет высокий $\cos\phi$. Недостатками его являются сравнительно большая масса и габариты конденсатора, а также возникновение несинусоидального тока при искажениях питающего напряжения, которое в ряде случаев приводит к вредному воздействию на линии связи.

При легких условиях пуска (небольшой нагрузочный момент в пусковой период) применяют двигатели с пусковым сопротивлением R (рис. 6.5, а). Наличие активного сопротивления в цепи пусковой обмотки обеспечивает меньший сдвиг фаз ϕ_n между напряжением и током в этой обмотке (рис. 6.5, б), чем сдвиг фаз ϕ_p в рабочей обмотке. В связи с этим токи в рабочей и пусковой обмотках оказываются сдвинутыми по фазе на угол $\phi_p - \phi_n$ и образуют несимметричное (эллиптическое) вращающееся поле, благодаря которому и возникает пусковой момент. Двигатели с пусковым сопротивлением надежны в эксплуатации и выпускаются серийно. Пусковое сопротивление встраивают в корпус двигателя и охлаждают тем же воздухом, который охлаждает весь двигатель.

Однофазные микродвигатели с экранированными полюсами. В этих двигателях обмотку статора, подсоединяемую к сети, выполняют обычно сосредоточенной и укрепляют на явно выраженных полюсах (рис. 6.6, а), листы которых штампуют совместно со статором. В каждом полюсе один из наконечников охватывается вспомогательной обмоткой, состоящей из одного или нескольких короткозамкнутых витков, которые экранируют от $1/5$ до $1/2$ полюсной дуги. Ротор двигателя — короткозамкнутый обычного типа.

Магнитный поток машины, создаваемый обмоткой статора (поток полюса), можно представить в виде суммы двух составляющих (рис. 6.6, б) $\Phi_n = \Phi_{n1} + \Phi_{n2}$, где Φ_{n1} — поток, проходящий через часть полюса, не охваченную короткозамкнутым витком; Φ_{n2} — поток, проходящий через часть полюса, экранированную короткозамкнутым витком.

Потоки Φ_{n1} и Φ_{n2} проходят через различные части полюсного наконечника, т. е. смещены в пространстве на угол β . Кроме того, они сдвинуты по фазе относительно

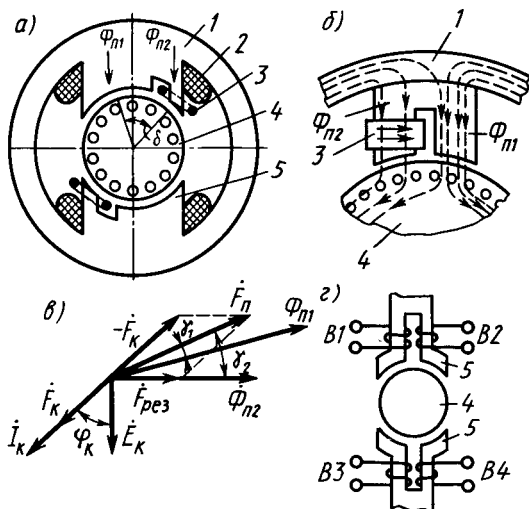


Рис. 6.6. Конструктивные схемы (а, б, в) однофазного двигателя с экранированными полюсами и его векторная диаграмма (в):
1—статор; 2—обмотка статора; 3—короткозамкнутый виток; 4—ротор; 5—полюс

МДС F_n обмотки статора на различные углы— γ_1 и γ_2 . Это объясняется тем, что каждый полюс описываемого двигателя можно рассматривать в первом приближении как трансформатор, первичной обмоткой которого является обмотка статора, а вторичной—короткозамкнутый виток. Поток обмотки статора индуцирует в короткозамкнутом витке ЭДС $\dot{E}_k$ (рис. 6.6, в), вследствие чего возникает ток $\dot{I}_k$ и МДС $\dot{F}_k$, складывающаяся с МДС $\dot{F}_n$ обмотки статора. Реактивная составляющая тока $\dot{I}_k$ уменьшает поток Φ_{n2} , а активная—смещает его по фазе относительно МДС $\dot{F}_n$. Так как поток Φ_{n1} не охватывает короткозамкнутый виток, угол γ_1 имеет сравнительно небольшое значение ($4...9^\circ$)—примерно такое же, как угол сдвига фаз между потоком трансформатора и МДС первичной обмотки в режиме холостого хода. Угол γ_2 значительно больше (около 45°), т. е. такой, как в трансформаторе со вторичной обмоткой, замкнутой накоротко (например, в измерительном трансформаторе тока). Это объясняется тем, что потери мощности, от которых зависит угол γ_2 , определяются не только магнитными потерями мощности в стали, но и электрическими потерями в короткозамкнутом витке.

Потоки Φ_{n1} и Φ_{n2} , смещенные в пространстве на угол β и сдвинутые по фазе во времени на угол $\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$, образуют эллиптическое вращающееся магнитное поле

(см. гл. 4), которое создает вращающий момент, действующий на ротор двигателя в направлении от первого полюсного наконечника, не охватываемого короткозамкнутым витком, ко второму наконечнику (в соответствии с чередованием максимумов потоков «фаз»).

Для увеличения пускового момента рассматриваемого двигателя путем приближения его вращающегося поля к круговому применяют различные способы: устанавливают между полюсными наконечниками смежных полюсов магнитные шунты, которые усиливают магнитную связь между основной обмоткой и короткозамкнутым витком и улучшают форму магнитного поля в воздушном зазоре; увеличивают воздушный зазор под наконечником, не охватываемым короткозамкнутым витком; используют два и большее количество короткозамкнутых витков на одном наконечнике с разными углами охвата. Имеются также двигатели без короткозамкнутых витков на полюсах, но с несимметричной магнитной системой: различной конфигурацией отдельных частей полюса и разными воздушными зазорами. Такие двигатели имеют меньший пусковой момент, чем двигатели с экранированными полюсами, но КПД их выше, так как у них отсутствуют потери мощности в короткозамкнутых витках.

Рассмотренные конструкции двигателей с экранированными полюсами являются нереверсивными. Для осуществления реверса в таких двигателях вместо короткозамкнутых витков применяют катушки $B1$, $B2$, $B3$, и $B4$ (рис. 6.6, $г$), каждая из которых охватывает половину полюса. Замыкая накоротко пару катушек $B1$ и $B4$ или $B2$ и $B3$, можно экранировать одну или другую половину полюса и изменять таким образом направление вращения магнитного поля и ротора.

Двигатель с экранированными полюсами имеет ряд существенных недостатков: сравнительно большие габаритные размеры и массу; низкий $\cos \alpha \approx 0,4...0,6$; низкий КПД $\eta = 0,25...0,4$ из-за больших потерь в короткозамкнутом витке; небольшой пусковой момент и др. Достоинства двигателя — простота конструкции и вследствие этого высокая надежность в эксплуатации. Благодаря отсутствию зубцов на статоре шум двигателя незначителен, поэтому он часто употребляется в устройствах по воспроизводству музыки и речи.

§ 6.2. УСТРОЙСТВО И ОСНОВНЫЕ КОНСТРУКТИВНЫЕ ТИПЫ АСИНХРОННЫХ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Асинхронные исполнительные двигатели, применяемые в устройствах автоматики, служат для преобразования подводимого к ним электрического сигнала в механическое

перемещение вала. При заданном тормозном моменте частота вращения двигателя должна строго соответствовать подводимому напряжению и изменяться в широком диапазоне — от нуля до максимума при изменении его значения или фазы. Таким образом, *исполнительные двигатели являются управляемыми.*

Способы управления исполнительными двигателями. Исполнительными двигателями переменного тока служат главным образом двухфазные асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (рис. 6.7, а). Одна из обмоток статора B , называемая *обмоткой возбуждения*, подключается к сети переменного тока с постоянным действующим значением напряжения U_B . Ко второй обмотке статора Y , называемой *обмоткой управления*, подводится напряжение управления U_Y от управляющего устройства УУ.

Различают три основных способа управления частотой вращения исполнительного двигателя: амплитудное, фазовое и амплитудно-фазовое.

Амплитудное управление характеризуется тем, что изменяется только амплитуда напряжения управления или пропорциональное ей действующее значение U_Y этого напряжения. Векторы напряжений управления и возбуждения при всех значениях напряжения U_Y образуют угол 90° (рис. 6.7, б).

Напряжение управления обычно выражают в относительных единицах как отношение U_Y к напряжению возбуждения U_B , приведенному к числу витков обмотки управления. Это отношение называют *эффективным коэффициентом сигнала*

$$\alpha_z = U_Y / U'_B = k U_Y / U_B, \quad (6.5)$$

где $U'_B = U_B (w_Y / w_B)$; $k = w_B / w_Y$ — коэффициент трансформации.

Фазовое управление характерно тем, что напряжение управления U_Y остается неизменным по величине и равным U'_B , а регулирование частоты вращения достигается путем изменения угла сдвига фаз β между векторами напряжений возбуждения и управления (рис. 6.7, в). За коэффициент сигнала при фазовом управлении принимается синус угла сдвига фаз β между векторами напряжений U_Y и U'_B , т. е. $\alpha = \sin \beta$.

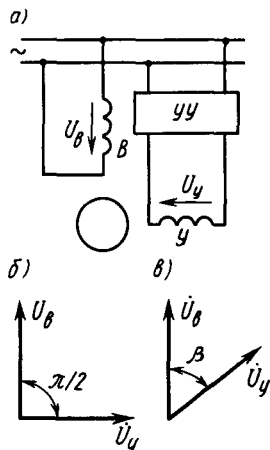


Рис. 6.7. Принципиальная схема асинхронного исполнительного двигателя (а) и векторные диаграммы напряжения при амплитудном (б) и фазовом (в) управлениях

Амплитудно-фазовое управление характеризуется тем, что изменяется как амплитуда напряжения управления, так и угол сдвига фаз между напряжениями $\dot{U}_y$ и $\dot{U}_в$, подаваемыми на обмотки статора. Для реализации этого способа могут быть применены две схемы. В одной из них напряжение возбуждения $\dot{U}_в$ оставляют постоянным, а напряжение управления $\dot{U}_y$ изменяют по величине и фазе; в другой — в цепь обмотки возбуждения включают фазосдвигающий конденсатор, а управление двигателем осуществляют путем изменения по величине напряжения управления $\dot{U}_y$. Как будет показано далее, при этом одновременно изменяется по величине и фазе напряжение $\dot{U}_в$.

При всех методах управления частота вращения асинхронного двигателя изменяется за счет образования несимметричного эллиптического магнитного поля, которое можно представить в виде двух круговых вращающихся полей прямой и обратной последовательностей (см. гл. 4). Изменение напряжения на обмотке управления по величине или фазе приводит к изменению соотношений между амплитудами потоков прямой и обратной последовательностей. В связи с этим изменяется вид механической характеристики, а следовательно, и частота вращения двигателя. Уменьшения частоты вращения достигают путем увеличения эллиптичности магнитного поля, т. е. путем увеличения поля обратной последовательности, которое создает тормозной момент. Однако при этом возрастают и потери мощности в двигателе.

Требования, предъявляемые к исполнительным двигателям. К исполнительным двигателям, работающим в автоматических устройствах, кроме общих требований, предъявляемых ко всем машинам (малые габариты и масса, дешевизна, высокий КПД, надежность работы и т. п.), предъявляют и специфические требования: управляемость двигателя при всех режимах работы (отсутствие самохода); линейность механических и регулировочных характеристик; высокое быстродействие; бесшумность работы; малая мощность управления, отсутствие радиопомех и др. Указанные специфические требования являются определяющими и заставляют в ряде случаев отказываться от традиционных конструкций машин общего применения, что ведет к увеличению габаритных размеров и массы, уменьшению коэффициента полезного действия и пр.

Самоход исполнительного двигателя может возникать при наличии асимметрии магнитного поля. Наибольшая асимметрия магнитного поля наблюдается при амплитудном управлении, когда отсутствует напряжение на обмотке управления; при фазовом управлении, когда напряжения $\dot{U}_y$ и $\dot{U}_в$ совпадают по фазе. При этом коэффициент сигнала

$\alpha_z = 0$ и ротор не должен вращаться. Рассмотрим, при каких условиях это требование выполняется.

При $\dot{U}_y = 0$ двигатель может рассматриваться как однофазный. В этом случае прямое и обратное магнитные поля равны по величине, а результирующий вращающий момент равен арифметической разности моментов от прямого $M_{пр}$ и обратного $M_{обр}$ полей: $M_{рез} = M_{пр} - M_{обр}$.

В однофазном двигателе общего применения результирующий момент при пуске равен нулю, однако в довольно широком диапазоне частот вращения (при $s < 1$) он больше нуля. Следовательно, как показано в § 6.1, такой двигатель может работать с некоторой установившейся частотой вращения, если каким-либо образом его предварительно привести во вращение. Однако использовать такой двигатель в качестве исполнительного невозможно, так как при $\alpha = 0$ он не останавливается, т. е. теряет управление. Чтобы двигатель не терял управления и останавливался в однофазном режиме, необходимо выдержать условие $M_{обр} > M_{пр}$ или, в крайнем случае, $M_{обр} = M_{пр}$. Таким образом, условием отсутствия самохода в области изменения скольжения $1 > s > 0$ является выполнение неравенства

$$M_{рез} = M_{пр} - M_{обр} \leq 0. \quad (6.6)$$

Условие (6.6) выполняется при $s_{кр} \geq 1$. Например, при $s_{кр} = 1$ в области скольжения $1 > s > 0$ имеется неравенство $M_{обр} > M_{пр}$ (см. рис. 6.2, б), следовательно, в однофазном режиме ротор двигателя останавливается. Более подробные исследования показывают, что при некоторых параметрах исполнительного двигателя самоход возможен и при $s_{кр} = 1$. Однако при $s_{кр} = 1, 1...1, 2$ самоход исключается.

В зависимости от причин, вызывающих самоход, его подразделяют на параметрический и технологический.

Параметрический самоход возникает в результате неправильного выбора параметров двигателя при проектировании. Для устранения параметрического самохода исполнительные двигатели проектируют так, чтобы $s_{кр} = 2...4$. При этом обеспечивается не только отсутствие самохода, но и улучшение линейности механических характеристик двигателя. Большие значения $s_{кр}$ могут быть получены только при повышенном (по сравнению с обычными) значении сопротивления ротора, что снижает КПД исполнительного двигателя.

Технологический самоход возникает из-за технологических допусков и некачественного изготовления двигателя. Наличие межвиткового замыкания обмотки статора вызывает появление эллиптического поля даже

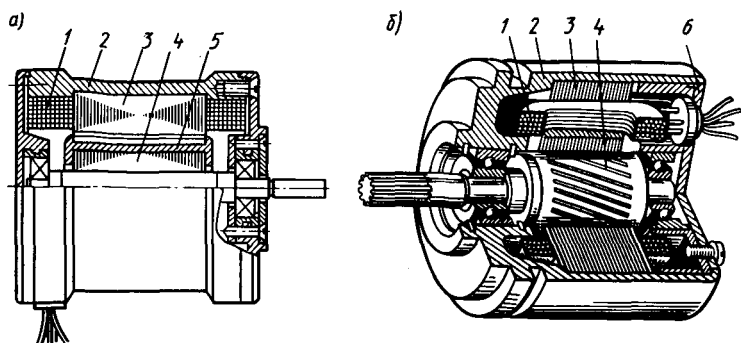


Рис. 6.8. Устройство исполнительных двигателей (а, б) с «беличьей клеткой» на роторе:
1—обмотка статора; 2—корпус; 3—статор; 4—ротор; 5—«беличья клетка»;
б—подшипниковый щит

при включении одной обмотки (см. § 6.1). Аналогичный «эффект короткозамкнутого витка» может получиться вследствие замыкания между собой листов статорного пакета из-за плохой изоляции листов стали, наличия заусенцев и т. д. Причиной технологического самохода может быть также неравенство магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям машины, вызванное неравномерностью воздушного зазора, различными толщинами полого ротора или магнитной анизотропией ферромагнитного материала статора и ротора (неравенство магнитных проводимостей стали вдоль и поперек проката).

Чтобы предотвратить технологический самоход, требуется высококачественно выполнять все технологические операции при изготовлении исполнительных двигателей (тщательно изолировать обмотки и стальные листы, обеспечивать строгую concentricность ротора и статора и пр.). Для устранения влияния магнитной анизотропии ферромагнитного материала применяют «веерную» сборку, при которой листы укладывают в пакете со сдвигом на одно или несколько зубцовых делений по отношению к предыдущему листу.

Устройство исполнительных двигателей. Управляемость исполнительным двигателем обеспечивается путем применения ротора с большим активным сопротивлением. Одним из возможных решений является применение ротора с обмоткой типа «беличья клетка». Для увеличения сопротивления стержни выполняют из материала с повышенным удельным сопротивлением (латуни, фосфористой бронзы и др.) и сравнительно малым поперечным сечением. Конструкция такого двигателя (рис. 6.8, а) мало отличается от конструкции обычного асинхронного двигателя. Его основным недостатком является большой момент инерции ротора,

снижающий быстродействие исполнительного двигателя. Для уменьшения момента инерции в двигателях этого типа применяют роторы относительно малого диаметра с отношением длины к диаметру $l_a/D_a = 1,6 \dots 2,4$.

В настоящее время промышленность выпускает исполнительные асинхронные двигатели с «беличьей клеткой сквозной конструкции» (рис. 6.8, б). В этих двигателях внутренний диаметр статора равен диаметру расточки под подшипники в щитах, что дает возможность обрабатывать внутреннюю поверхность статора и отверстий под подшипники одновременно, после установки подшипниковых щитов. В результате существенно уменьшается эксцентриситет ротора и двигатели могут быть выполнены с весьма малым воздушным зазором ($0,03 \dots 0,05$ мм), что позволяет при неизменных габаритах двигателя увеличить его вращающий момент или повысить КПД и $\cos \phi$. В таких двигателях для уменьшения момента инерции ротор выполняют малого диаметра ($l_a/D_a = 2 \dots 3$), а обмотку статора обычно заливают эпоксидной смолой, благодаря чему она образует вместе с пакетом статора монолитную конструкцию.

Значительное распространение имеют исполнительные двигатели с полым немагнитным ротором (рис. 6.9) и внешним статором, на котором расположены две обмотки, сдвинутые в пространстве на угол 90° . Ротор выполнен в виде тонкостенного полого цилиндра из алюминия. Для уменьшения магнитного сопротивления двигателя имеется также внутренний статор, набираемый из листов электротехнической стали, так же как и внешний статор. При прохождении тока по обмоткам статора создается вращающееся магнитное поле и в роторе индуцируется ЭДС, направленная по образующей цилиндра. Под действием этой ЭДС в роторе возникают вихревые токи, которые, взаимодействуя с вращающимся полем, создают электродинамические усилия и вращающий момент.

Характерной особенностью двигателя с полым немагнитным ротором является значительный ток холостого хода,

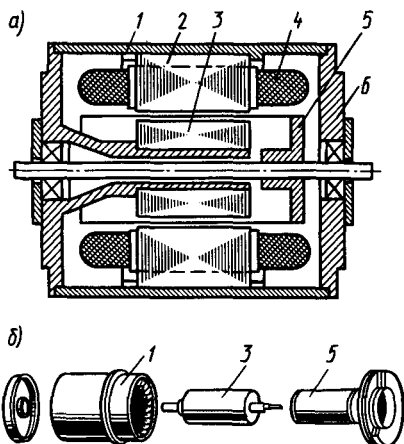


Рис. 6.9. Устройство двигателя с полым немагнитным ротором (а) и его основные конструктивные элементы (б):

1 — корпус; 2 — внешний статор; 3 — внутренний статор; 4 — обмотка статора; 5 — полый немагнитный ротор; 6 — подшипниковый щит

составляющий 85...95% от номинального. Это объясняется тем, что в рассматриваемом двигателе расчетное значение эффективного воздушного зазора δ_z (с учетом толщины полого ротора) значительно больше, чем в асинхронном двигателе нормального исполнения.

Иногда полый ротор выполняют ферромагнитным (стальным). При этом внутренний статор не требуется и конструкция двигателя сильно упрощается. Однако двигатель с полым ферромагнитным ротором имеет ряд существенных недостатков, основными из которых являются возможность прилипания ротора к статору при неравномерном воздушном зазоре или износе подшипников и пониженное быстродействие (в 10...20 раз) по сравнению с быстродействием двигателя с немагнитным ротором (из-за увеличения момента инерции и снижения вращающего момента).

§ 6.3. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С АМПЛИТУДНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

При амплитудном управлении напряжение управления $\dot{U}_y$ изменяется только по величине в соответствии с сигналом управления α_z , оставаясь сдвинутым по фазе на 90° относительно напряжения возбуждения $\dot{U}_b$ (см. рис. 6.7, б).

Схема замещения. Анализ свойств асинхронного двигателя будем производить путем разложения его магнитного поля на два круговых поля — прямой и обратной последовательностей.

При равенстве чисел витков обмоток управления и возбуждения $w_y = w_b$, т. е. при симметричных обмотках двигателя, сдвинутых в пространстве на 90° , прямое и обратное магнитные поля будут создаваться соответствующими симметричными составляющими напряжений.

Представим каждый из векторов напряжений $\dot{U}_y$ и $\dot{U}_b$ в виде суммы векторов прямой и обратной последовательностей (рис. 6.10):

$$\dot{U}_y = \dot{U}_{y.пр} + \dot{U}_{y.обр}, \quad \dot{U}_b = \dot{U}_{b.пр} + \dot{U}_{b.обр}; \quad (6.7)$$

при этом $\dot{U}_{y.пр} = -j\dot{U}_{b.пр}$, $\dot{U}_{y.обр} = j\dot{U}_{b.обр}$.

Систему уравнений (6.7) преобразуем к виду

$$\dot{U}_y = -j\dot{U}_{b.пр} + j\dot{U}_{b.обр}; \quad (6.8)$$

$$\dot{U}_b = \dot{U}_{b.пр} + \dot{U}_{b.обр}. \quad (6.9)$$

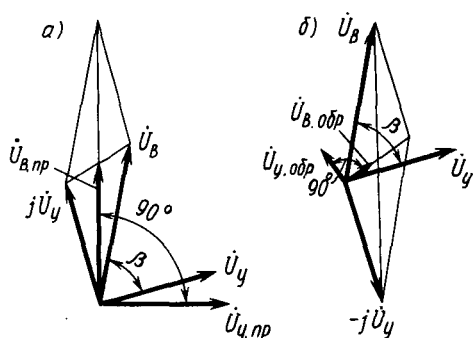
Умножим левую и правую части (6.8) на j :

$$j\dot{U}_y = \dot{U}_{b.пр} - \dot{U}_{b.обр}. \quad (6.10)$$

Складывая (6.9) и (6.10), получим (рис. 6.10, а) $\dot{U}_{y.пр} = 0,5(\dot{U}_b + j\dot{U}_y)$.

Вычитая (6.10) из (6.9), получим (рис. 6.10, б) $\dot{U}_{b.обр} = 0,5(\dot{U}_b - j\dot{U}_y)$.

Рис. 6.10. Разложение векторов напряжений при несимметричном питании двухфазной обмотки на систему векторов прямой (а) и обратной (б) последовательностей



При амплитудном управлении угол между векторами $\dot{U}_B$ и $\dot{U}_y$ равен $\beta = 0,5\pi$ и $\dot{U}_y/\dot{U}_B = \alpha$. Поэтому

$$U_{в.пр} = U_{y.пр} = 0,5 U_B (1 + \alpha); \quad (6.11)$$

$$U_{в.обр} = U_{y.обр} = 0,5 U_B (1 - \alpha). \quad (6.12)$$

Если числа витков обмоток не равны между собой, то в формулах (6.11) и (6.12) нужно вместо α подставлять *эффективный коэффициент сигнала* $\alpha_3 = k\alpha = w_B\alpha/w_y$ и сопротивления обмоток управления привести к обмотке возбуждения, т. е. принимать $R_B = k^2 R_y$; $X_B = k^2 X_y$.

При $\alpha_3 = 0$ обратное поле равно прямому, т. е. результирующее поле является *пульсирующим*. При $\alpha_3 = 1$ обратное поле равно нулю, т. е. существует только прямое круговое поле. При $1 > \alpha_3 > 0$ — поле *эллиптическое*.

Токи прямой и обратной последовательностей записывают соответственно

$$\dot{I}_{в.пр} = 0,5 \dot{U}_B (1 + \alpha_3) / \underline{Z}_{в.пр}; \quad \dot{I}_{в.обр} = 0,5 \dot{U}_B (1 - \alpha_3) / \underline{Z}_{в.обр}. \quad (6.13)$$

Аналогично определяют симметричные составляющие тока в фазе управления с учетом того, что

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{y.пр} &= -j \dot{U}_{в.пр} / k = -0,5 j \dot{U}_B (1 + \alpha_3) / k; \\ \dot{U}_{y.обр} &= j \dot{U}_{в.обр} / k = 0,5 j \dot{U}_B (1 - \alpha_3) / k. \end{aligned} \right\} \quad (6.14)$$

Следовательно,

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{y.пр} &= -0,5 j \dot{U}_B (1 + \alpha_3) / (k \underline{Z}_{y.пр}); \\ \dot{I}_{y.обр} &= 0,5 j \dot{U}_B (1 - \alpha_3) / (k \underline{Z}_{y.обр}). \end{aligned} \right\} \quad (6.15)$$

Сопротивления $\underline{Z}_{пр}$ и $\underline{Z}_{обр}$ определяют как полные сопротивления соответствующих схем замещения:

$$\underline{Z}_{y.пр} = \underline{Z}_{в.пр} / k^2; \quad \underline{Z}_{y.обр} = \underline{Z}_{в.обр} / k^2. \quad (6.16)$$

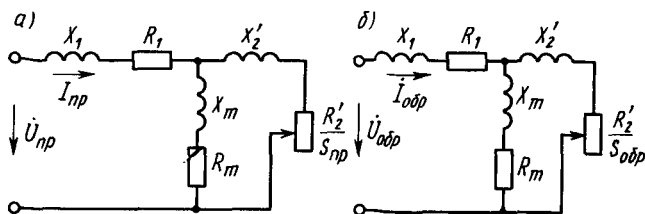


Рис. 6.11. Схемы замещения исполнительного двигателя для токов прямой (а) и обратной (б) последовательностей

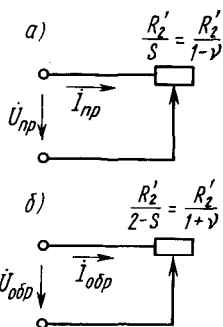


Рис. 6.12. Схемы замещения идеализированного двигателя для токов прямой (а) и обратной (б) последовательностей

Схемы замещения для прямой (рис. 6.11, а) и обратной (рис. 6.11, б) последовательностей составляют отдельно, так как они отличаются значениями активного сопротивления ротора. Активные сопротивления ротора зависят от скольжения относительно прямого и обратного магнитных полей; их значения для токов прямой и обратной последовательностей

$$\begin{aligned} R'_2/s_{np} &= \frac{R'_2}{(n_1 - n_2)/n_1} = \frac{R'_2}{1 - v}; \\ R'_2/s_{обp} &= \frac{R'_2}{(n_1 + n_2)/n_1} = \frac{R'_2}{1 + v}, \end{aligned} \quad (6.17)$$

где v — относительная частота вращения ротора.

Идеализированный двигатель. Анализ свойств исполнительного двигателя можно существенно облегчить, если расчёт вести не по схемам, приведенным на рис. 6.11, а по упрощенным схемам замещения (рис. 6.12), в которых пренебрегают всеми сопротивлениями, кроме активного сопротивления ротора. Такие упрощенные схемы замещения называют идеализированными. Основанием для идеализации служит то обстоятельство, что ротор исполнительных двигателей делают с повышенным активным сопротивлением для устранения самохода и улучшения формы механических характеристик.

Для идеализированного двигателя

$$\left. \begin{aligned} \underline{Z}_{в. np} &= R'_{2в}/(1 - v); \quad \underline{Z}_{в. обp} = R'_{2в}/(1 + v); \\ \underline{Z}_{у. np} &= R'_{2у}/(1 - v); \quad \underline{Z}_{у. обp} = R'_{2у}/(1 + v). \end{aligned} \right\} \quad (6.18)$$

В соответствии с этим составляющие тока управления

$$\left. \begin{aligned} I_{у. np} &= -0,5j \dot{U}_в (1 + \alpha) (1 - v) / (k R'_{2у}); \\ I_{у. обp} &= 0,5j \dot{U}_в (1 - \alpha_3) (1 + v) / (k R'_{2у}). \end{aligned} \right\} \quad (6.19)$$

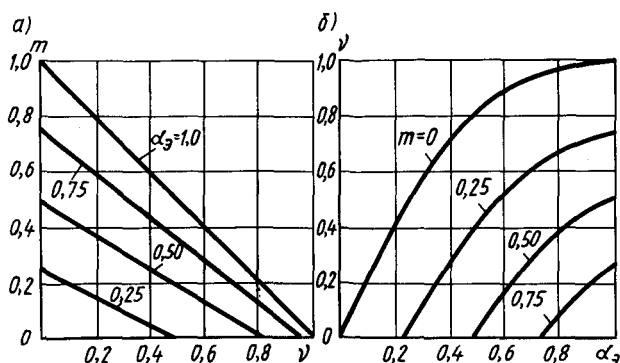


Рис. 6.13. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики идеализированного двигателя с амплитудным управлением

Полученные значения симметричных составляющих токов позволяют построить важнейшие характеристики: механические, регулировочные и др., определяющие свойства исполнительного двигателя в схемах автоматического регулирования.

Электромагнитные мощности для полей прямой и обратной последовательностей могут быть определены (для обеих фаз статора) на основании упрощенных схем замещения (рис. 6.12) по формулам:

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{эм. пр}} &= 2I_{\text{у. пр}}^2 \frac{R'_{2y}}{1-v} = \frac{U_{\text{в}}^2}{2k^2 R'_{2y}} (1+\alpha_3)^2 (1-v); \\ P_{\text{эм. обр}} &= 2I_{\text{у. обр}}^2 \frac{R'_{2y}}{1+v} = \frac{U_{\text{в}}^2}{2k^2 R'_{2y}} (1-\alpha_3)^2 (1+v). \end{aligned} \right\} \quad (6.20)$$

Мощность поля обратной последовательности создает тормозной момент, т. е. является отрицательной. Следовательно, результирующая электромагнитная мощность двигателя

$$P_{\text{эм}} = P_{\text{эм. пр}} - P_{\text{эм. обр}} = \frac{U_{\text{в}}^2}{k^2 R'_{2y}} [2\alpha_3 - (1+\alpha_3^2)v]. \quad (6.21)$$

Вращающий момент двигателя

$$M = \frac{P_{\text{эм}}}{\omega_1} = \frac{U_{\text{в}}^2}{\omega_1 k^2 R'_{2y}} [2\alpha_3 - (1+\alpha_3^2)v]. \quad (6.22)$$

Выразим момент в относительных единицах, приняв за базовую величину значение момента $M_{\text{к}}$ при круговом вращающемся поле ($\alpha_3=1$) и неподвижном роторе ($v=0$). Так как

$$M_{\text{к}} = 2 U_{\text{в}}^2 / (\omega_1 k^2 R'_{2y}), \quad (6.23)$$

то относительный момент

$$m = M/M_k = \alpha_3 - 0,5 v(1 + \alpha_3^2). \quad (6.24)$$

По формуле (6.24) можно построить механические характеристики исполнительного двигателя в относительных единицах: $m=f(v)$ (рис. 6.13, а), т. е. общие для всех двигателей при амплитудном управлении (при идеализированных условиях) независимо от их индивидуальных свойств, абсолютного значения момента, частоты вращения и т. п. При неизменном коэффициенте сигнала зависимость $m=f(v)$ линейна. Относительный момент при трогании численно равен эффективному коэффициенту сигнала α_3 . С изменением α_3 изменяется и наклон механической характеристики, что является недостатком рассматриваемого способа регулирования.

Частоту вращения при холостом ходе v_0 можно получить из условия $m=0$, т. е.

$$\alpha_3 - 0,5v_0(1 + \alpha_3^2) = 0, \quad (6.25)$$

откуда

$$v_0 = 2\alpha_3/(1 + \alpha_3^2). \quad (6.26)$$

Снижение частоты вращения в режиме холостого хода при меньших значениях α_3 объясняется тормозящим действием обратного поля.

Регулировочные характеристики (рис. 6.13, б) показывают, как изменяется частота вращения исполнительного двигателя при изменении коэффициента сигнала, если момент (нагрузка) на валу двигателя остается постоянным. Уравнение регулировочной характеристики получим, решая (6.24) относительно v :

$$v = 2(\alpha_3 - m)/(1 + \alpha_3^2). \quad (6.27)$$

Начальные точки кривых $v=f(\alpha_3)$ (рис. 6.13, б), лежащие на оси абсцисс, характеризуют чувствительность двигателя. Минимальное напряжение, при котором ротор начинает вращаться, преодолевая заданный тормозной момент, называют напряжением трогания. Из рис. 6.13 видно, что даже в идеализированном двигателе регулировочные характеристики нелинейны, что вызывает существенные затруднения при проектировании автоматического устройства и требует применения ряда дополнительных элементов.

Ток идеализированного двигателя является чисто активным, поэтому мощности обмоток управления и возбуждения запишутся соответственно:

$$S_y = P_y = U_y I_y = (\alpha_3/k) U_B I_B; \quad S_B = P_B = U_B I_B. \quad (6.28)$$

Согласно (6.19) ток управления

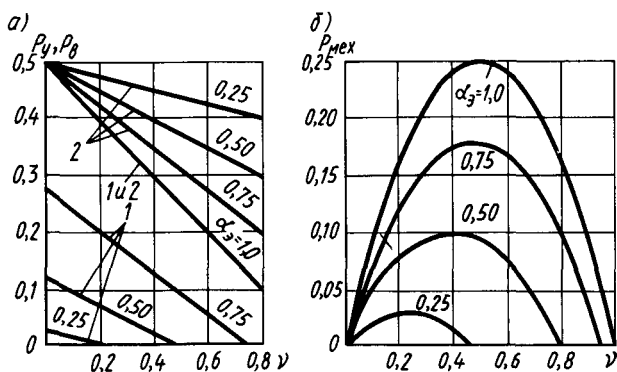


Рис. 6.14. Зависимости мощностей управления и возбуждения (а) и механической мощности (б) идеализированного двигателя от частоты вращения

$$\begin{aligned} \dot{I}_y = \dot{I}_{y.пр} + \dot{I}_{y.обп} &= -j \frac{\dot{U}_B}{2kR'_{2y}} [(1 + \alpha_3)(1 - v) - (1 - \alpha_3)(1 + v)] = \\ &= -j \frac{\dot{U}_B}{kR'_{2y}} (\alpha_3 - v). \end{aligned} \quad (6.29)$$

С учетом (6.28) и (6.29) мощность управления

$$S_y = P_y = U_B^2 \alpha_3 (\alpha_3 - v) / (k^2 R'_{2y}). \quad (6.30)$$

Аналогично ток и мощность обмотки возбуждения равны:

$$\begin{aligned} \dot{I}_B = \dot{I}_{B.пр} + \dot{I}_{B.обп} &= j \frac{\dot{I}_{y.пр}}{k} - j \frac{\dot{I}_{y.обп}}{k} = \frac{U_B}{k^2 R'_{2y}} [(1 + \alpha_3)(1 - v) + \\ &+ (1 - \alpha_3)(1 + v)] = \frac{U_B^2}{k^2 R'_{2y}} (1 - \alpha_3 v); \end{aligned} \quad (6.31)$$

$$S_B = P_B = U_B (1 - \alpha_3 v) / k^2 R'_{2y}. \quad (6.32)$$

При круговом вращающемся поле и неподвижном роторе

$$P_y = P_B = 0,5 P_K = U_B^2 / (k^2 R'_{2y}), \quad (6.33)$$

т. е. вся мощность P_K , потребляемая двигателем при круговом поле, подводится из обеих обмоток поровну, так как питание является симметричным.

Относительные мощности (по отношению к мощности P_K)

$$\begin{aligned} p_y &= P_y / P_K = 0,5 \alpha_3 (\alpha_3 - v); \\ p_B &= P_B / P_K = 0,5 (1 - \alpha_3 v). \end{aligned} \quad (6.34)$$

На рис. 6.14, а приведены зависимости относительных мощностей управления p_y и возбуждения p_B от относительной частоты вращения для некоторых постоянных значений α_3 . Построенные графики наглядно показывают характерные особенности исполнительных двигателей:

а) мощность обмотки управления резко падает с уменьшением коэффициента сигнала так, что иногда выгодно работать при малых эффективных коэффициентах сигнала, поскольку это позволяет уменьшить размеры управляющего устройства;

б) при пуске мощность обмотки возбуждения не зависит от коэффициента сигнала. Объясняется это тем, что при неподвижном роторе обмотки управления и возбуждения электромагнитно не связаны между собой и не могут влиять друг на друга.

Механическая мощность двигателя в относительных единицах

$$p_{\text{мех}} = mv = \alpha_3 v - 0,5(1 + \alpha_3^2)v^2. \quad (6.35)$$

При заданном коэффициенте сигнала максимум механической мощности имеет место при относительной частоте вращения v_m , определяемой из уравнения $dp_{\text{мех}}/dv = 0$, откуда

$$\alpha_3 - (1 + \alpha_3^2)v_m = 0, \quad (6.36)$$

$$v_m = \alpha_3 / (1 + \alpha_3^2) = 0,5 v_0. \quad (6.37)$$

Следовательно, максимальную мощность двигатель развивает при частоте вращения, равной половине частоты вращения при холостом ходе. Подставляя значение v_m в (6.35), получим максимальное значение механической мощности:

$$p_{\text{мех max}} = \frac{\alpha_3^2}{1 + \alpha_3^2} - \frac{0,5(1 + \alpha_3^2)\alpha_3^2}{(1 + \alpha_3^2)^2} = \frac{0,5\alpha_3^2}{1 + \alpha_3^2}. \quad (6.38)$$

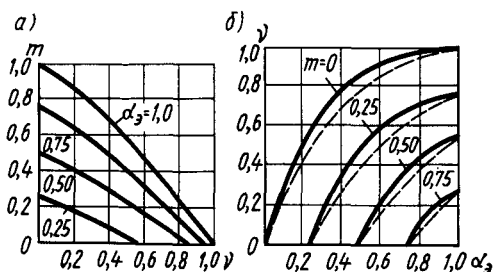
На рис. 6.14, б показано изменение механической мощности $p_{\text{мех}}$ в зависимости от значения v при разных коэффициентах сигнала α_3 (при $v=0$ и холостом ходе $p_{\text{мех}}=0$). Из графика следует, что при уменьшении α_3 использование исполнительного двигателя ухудшается.

Реальный двигатель. Характеристики реального двигателя должны определяться по полной схеме замещения, позволяющей учитывать влияния намагничивающего тока, падения напряжения в обмотках статора и индуктивном сопротивлении ротора. Не касаясь конкретных особенностей машины, рассмотрим основные отличия характеристик реального исполнительного двигателя от характеристик идеализированного.

Механические характеристики $m=f(v)$ для реального двигателя с амплитудным управлением изображены на рис. 6.15, а. Рассматривая указанные характеристики, можно отметить следующее.

В реальном двигателе при холостом ходе и $\alpha_3 < 1$ относительная частота вращения больше, 250

Рис. 6.15. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики реального двигателя с амплитудным управлением



чем в идеализированном—это объясняется тем, что с повышением относительной частоты вращения ротора v влияние его индуктивного сопротивления X_2 на ток прямой последовательности уменьшается, а на ток обратной последовательности увеличивается, так как активные сопротивления для токов прямой и обратной последовательностей— $R_2/(1-v) > R_2/(1+v)$. Поэтому в реальном двигателе поток обратной последовательности меньше, чем в идеализированном. В результате уменьшается и тормозящий момент, образуемый этим потоком, что приводит к некоторому увеличению частоты вращения;

реальные механические характеристики нелинейны, что также обуславливается в основном влиянием индуктивного сопротивления X_2 двигателя, нарушающего линейную зависимость тока ротора от относительной частоты вращения. Регулировочные характеристики $v=f(\alpha_z)$ для реального двигателя (рис. 6.15, б) проще строить по имеющимся механическим характеристикам $v=f(m)$. Поскольку механические характеристики реального двигателя проходят выше характеристик идеализированного двигателя, то и *регулирующие характеристики проходят выше характеристик идеализированного двигателя* (см. штриховые линии). Иными словами, при заданном относительном моменте требуемая частота вращения в реальном двигателе достигается при меньшем значении α_z .

Для повышения точности работы автоматического устройства необходимо обеспечить линейность механических и регулировочных характеристик. Однако это требование в асинхронном исполнительном двигателе можно выполнить только приближенно. Некоторого повышения линейности механических характеристик можно достигнуть за счет увеличения активного сопротивления ротора, что, однако, ухудшает использование двигателя и уменьшает абсолютную величину вращающего момента. Только при малых значениях α_z регулировочную характеристику можно считать линейной, положив приближенно

$$v' = 2(\alpha_z - m). \quad (6.39)$$

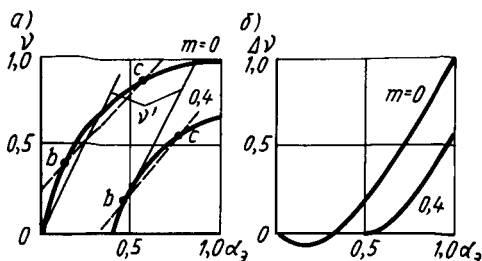


Рис. 6.16. Зависимость критериев линейности регулировочной характеристики от α_3

На рис. 6.16, а прямые v' показаны тонкими линиями. Мерой погрешности в линейности регулировочной характеристики может служить

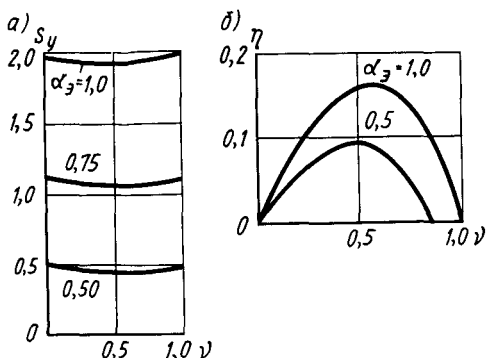
$$\Delta v = 2(\alpha_3 - m) - v. \quad (6.40)$$

Зависимость $\Delta v = f(\alpha_3)$ для реального двигателя (рис. 6.16, б) показывает, что при заданной предельной величине погрешности Δv диапазон регулирования тем меньше, чем больше нагрузка двигателя. Часто за меру погрешности в линейности регулировочной характеристики принимается не Δv , а отклонение от прямой bc (рис. 6.16, а), которой заменяют реальную регулировочную характеристику в заданном диапазоне изменения α_3 . Закладывая в программу управляющего автоматического устройства уравнение регулировочной характеристики, соответствующее этой прямой, можно существенно расширить диапазон линейного регулирования при заданной предельной погрешности.

Мощности управления и возбуждения у реального двигателя существенно отличаются от соответствующих мощностей идеализированного двигателя, так как при выводе уравнений (6.34) во внимание не принималось влияние тока холостого хода. Поскольку в двигателе с полым немагнитным ротором ток холостого хода достигает 85...95% от номинального, то ток возбуждения практически почти не зависит от режима работы двигателя. В связи с этим мощность возбуждения S_v остается примерно постоянной при всех значениях α_3 и v . Мощность управления S_y (рис. 6.17, а) также не зависит от относительной частоты вращения v , но сильно меняется с изменением коэффициента сигнала α_3 . Это объясняется тем, что при практически неизменном сопротивлении обмотки управления мощность пропорциональна квадрату подводимого напряжения: $U_y = \alpha_3 U_v$.

Коэффициент полезного действия исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором невелик: $\eta = 10...20\%$ при $\alpha_3 = 1$ и $v \approx 0,5v_0$. Примерная зависимость его от относительной частоты вращения показана на рис. 6.17, б. Низкое значение КПД

Рис. 6.17. Зависимость мощности управления (а) и КПД (б) реального двигателя с амплитудным управлением от ν



объясняется большими потерями в роторе (из-за увеличенного сопротивления) и статоре (вследствие значительного тока холостого хода). При уменьшении коэффициента сигнала КПД снижается, так как резко падает полезная мощность, а потери в статоре и роторе уменьшаются сравнительно мало. Таким образом, в асинхронных исполнительных двигателях стремление к улучшению линейности механических характеристик, повышению точности регулирования, а также к увеличению быстродействия приводит к существенному снижению КПД двигателя и ухудшению его использования, т. е. к увеличению габаритных размеров.

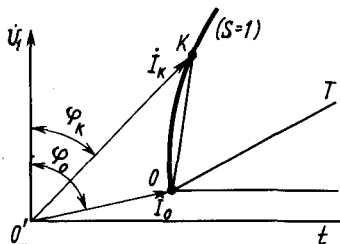


Рис. 6.18. Круговая диаграмма исполнительного двигателя

Коэффициент мощности $\cos \varphi$ исполнительного двигателя с полым ротором имеет максимум при пуске: $\cos \varphi_{\max} = 0,5 \dots 0,6$. С возрастанием частоты вращения $\cos \varphi$ уменьшается, что легко установить по круговой диаграмме (рис. 6.18), построенной при $\alpha_z = 1$ (конец вектора тока $\dot{I}_1$ перемещается от точки K к точке O).

§ 6.4. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

При фазовом управлении действующее значение напряжения управления остается постоянным по величине, но изменяется по фазе, поэтому векторы напряжений управления $\dot{U}_y$ и возбуждения $\dot{U}_в$ образуют угол β (см. рис. 6.7, в).

Идеализированный двигатель. Рассмотрим работу двигателя с фазовым управлением при упрощающем предположении $k=1$; при этом $\alpha_z = \alpha = \sin \beta$. В данном случае

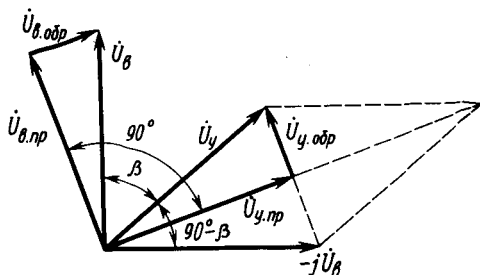


Рис. 6.19. Векторная диаграмма напряжений U_y и U_n при фазовом управлении

$U_y = U_n = U$, поэтому из векторной диаграммы (рис. 6.19) имеем $\dot{U}_{y.пр} = 0,5(\dot{U}_y - j\dot{U}_n)$ и модули напряжений прямой и обратной последовательностей

$$U_{y.пр} = U_{n.пр} = U_{пр} = U \cos [(90^\circ - \beta)/2] = U \sqrt{0,5(1 + \sin \beta)}; \quad (6.41)$$

$$U_{y.обр} = U_{n.обр} = U_{обр} = U \sin [(90^\circ - \beta)/2] = U \sqrt{0,5(1 - \sin \beta)}. \quad (6.42)$$

Если пренебречь всеми сопротивлениями, кроме активного сопротивления ротора (идеализированный двигатель, см. рис. 6.12), то выражения для токов прямой и обратной последовательностей принимают вид

$$I_{пр} = \frac{U}{R'_2} \sqrt{0,5(1 + \sin \beta)}(1 - v); \quad I_{обр} = \frac{U}{R'_2} \sqrt{0,5(1 - \sin \beta)}(1 + v). \quad (6.43)$$

При этом электромагнитная мощность двигателя

$$\begin{aligned} P_{эм} &= P_{эм.пр} - P_{эм.обр} = 2I_{пр}^2 \frac{R'_2}{1-v} - 2I_{обр}^2 \frac{R'_2}{1+v} = \\ &= \frac{2U^2}{R'_2} (\sin \beta - v), \end{aligned}$$

а электромагнитный момент

$$M = P_{эм} / \omega_1 = [2U^2 / (\omega_1 R'_2)] (\sin \beta - v). \quad (6.44)$$

Принимая за базовую величину момент при круговом вращающемся поле ($\sin \beta = 1$) и неподвижном роторе $M_k = 2U^2 / (\omega_1 R'_2)$, находим относительные значения момента и частоты вращения:

$$m = M / M_k = \sin \beta - v; \quad (6.45)$$

$$v = \sin \beta - m. \quad (6.46)$$

Механические характеристики (рис. 6.20, а, сплошные линии) являются линейными и параллельными. Наклон их при малых коэффициентах сигнала больше, чем при амплитудном управлении (см. штриховые линии). Это объясняется тем,

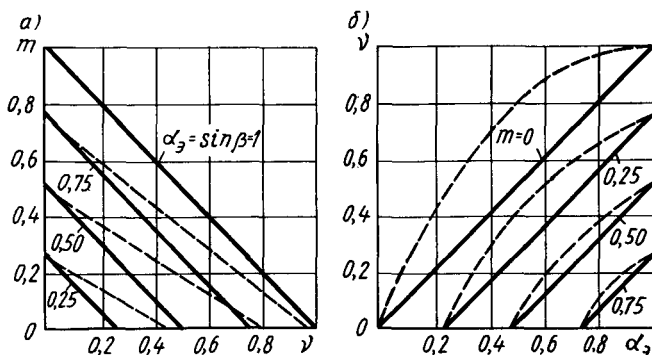


Рис. 6.20. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики идеализированного двигателя при фазовом управлении

что при одном и том же коэффициенте сигнала $\alpha_3 = \sin \beta < 1$ ток обратной последовательности в двигателе с фазовым управлением больше, чем в двигателе с амплитудным управлением, вследствие чего при фазовом управлении меньше и относительная частота вращения холостого хода.

Линейность характеристик — существенное преимущество фазового управления. Особенно ярко оно проявляется при сравнении регулировочных характеристик, которые при фазовом управлении линейны (рис. 6.20, б, сплошные линии), а при амплитудном нелинейны (штриховые линии).

Реальный двигатель. Механические и регулировочные характеристики реального двигателя при фазовом управлении (рис. 6.21, а, б) отличны от характеристик идеализированного двигателя. Они нелинейны, и относительная частота вращения при холостом ходе и $\alpha_3 = \sin \beta < 1$ больше, чем у идеализированного двигателя. Эти особенности характеристик реального двигателя обусловлены влиянием индуктивных сопротивлений ротора и статора. Однако нелинейность

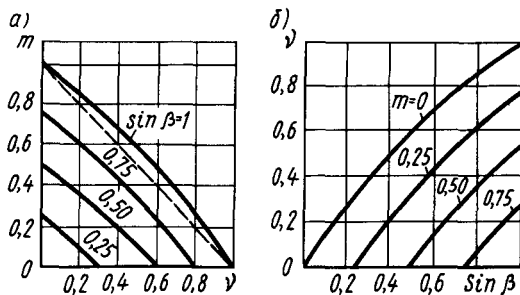


Рис. 6.21. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики реального двигателя при фазовом управлении

механических и регулировочных характеристик двигателя при фазовом управлении меньше, чем при амплитудном.

Несмотря на указанные преимущества, фазовое управление применяют сравнительно редко из-за большой мощности управления при малых коэффициентах сигнала. Действительно, при неподвижном роторе полная мощность обмотки управления $S_y = U_y I_y = U_y^2 / Z_y = \text{const}$, т. е. не зависит от коэффициента сигнала, так как амплитудное значение напряжения управления остается неизменным. Другим недостатком фазового управления является сравнительная сложность изменения фазы управляющего сигнала.

§ 6.5. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ (КОНДЕНСАТОРНАЯ СХЕМА)

При включении емкости в цепь обмотки возбуждения исполнительного двигателя (рис. 6.22, а) напряжение управления U_y имеет ту же фазу, что и напряжение сети U_1 , т. е. $\dot{U}_y = \alpha \dot{U}_1$, а напряжение возбуждения сдвинуто по фазе относительно $\dot{U}_1$ на некоторый угол, который определяется падением напряжения на емкости $\dot{U}_c = -j \dot{I}_b X_c$. При этом

$$\dot{U}_b = \dot{U}_1 - \dot{U}_c. \quad (6.47)$$

Так как при изменении напряжения управления или частоты вращения двигателя изменяется ток $\dot{I}_b$, то по величине и фазе изменяется также и напряжение $\dot{U}_b$.

Если подобрать коэффициент сигнала $\alpha = \alpha_k$ и емкость C так, чтобы поле было круговым, то векторная диаграмма напряжений будет иметь вид, показанный на рис. 6.22, б. В этом случае существуют поле и токи только прямой последовательности. При этом

$$\dot{I}_b w_b = j \dot{I}_y w_y \quad (6.48)$$

или

$$\dot{I}_b = j \dot{I}_y / k. \quad (6.49)$$

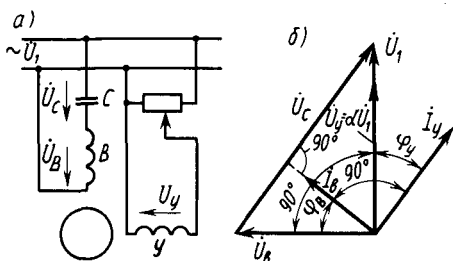


Рис. 6.22. Схема исполнительного двигателя при амплитудно-фазовом управлении (а) и его векторная диаграмма (б) при круговом вращающемся поле

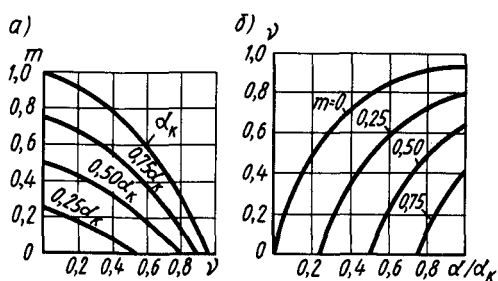
Обычно значение емкости C и коэффициента сигнала α_k выбирают такими, чтобы круговое вращающееся поле получалось при неподвижном роторе, т. е. чтобы

$$\alpha_k = X_{y.k} / (k R_{y.k}); \quad (6.50)$$

$$X_c = k^2 (X_{y.k}^2 + R_{y.k}^2) / X_{y.k}, \quad (6.51)$$

где индекс «к» показывает, что сопротивления

Рис. 6.23. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики реального двигателя с амплитудно-фазовым управлением



R_y и X_y берутся при неподвижном роторе (в режиме короткого замыкания).

В реальном исполнительном двигателе с амплитудно-фазовым управлением при изменении напряжения управления $\dot{U}_y$ ток возбуждения $\dot{I}_b$ и напряжение $\dot{U}_b$ изменяются незначительно из-за большого значения намагничивающего тока. Поэтому характеристики двигателя при данном способе управления сходны с характеристиками при амплитудном управлении. Некоторое увеличение нелинейности характеристик компенсируется простотой способа управления.

На рис. 6.23, а показаны механические характеристики реального двигателя при амплитудно-фазовом управлении. При $\alpha = \alpha_k$ относительная частота вращения $v_0 < 1$. Это объясняется тем, что круговое вращающееся поле имеется только при $v = 0$. При вращении ротора сопротивление его изменяется, а следовательно, несколько изменяются ток $\dot{I}_b$ и напряжение $\dot{U}_b$ на обмотке возбуждения. Таким образом, даже при $\alpha = \alpha_k$ появляется обратное вращающееся поле, которое снижает частоту вращения холостого хода v_0 по сравнению с частотой вращения идеализированного двигателя с амплитудным управлением. При холостом ходе и $\alpha < \alpha_k$ частота вращения по мере уменьшения α_k становится сначала близкой, а затем даже большей соответствующих значений для идеализированного двигателя с амплитудным управлением. Это объясняется тем, что действие токов обратной последовательности в реальном двигателе уменьшается по сравнению с идеализированным из-за наличия индуктивного сопротивления обмотки ротора.

Вследствие увеличения амплитуды обратного поля с повышением частоты вращения нелинейность механических характеристик двигателя при амплитудно-фазовом управлении больше, чем при других методах управления.

Общий вид регулировочных характеристик двигателя остается примерно таким же, как и при амплитудном управлении (рис. 6.23, б), но линейность их несколько снижается. В двигателе с полым немагнитным ротором основной составляющей тока статора является ток холостого

хода, поэтому ток статора с изменением режима работы изменяется мало. Мало изменяется и мощность возбуждения, увеличиваясь на 10...20% при переходе от режима короткого замыкания к холостому ходу. *Мощность управления при амплитудно-фазовом управлении, как и при амплитудном управлении, пропорциональна квадрату коэффициента сигнала и сравнительно мало зависит от частоты вращения.* Остальные характеристики (механическая мощность, КПД и др.) при амплитудно-фазовом управлении мало отличается от характеристик двигателя при амплитудном управлении (см. рис. 6.15...6.17).

Достоинствами амплитудно-фазового управления являются сравнительная простота схемы и возможность получения значительных пусковых моментов; недостатком можно считать некоторое снижение линейности характеристик.

§ 6.6. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ И ИХ СРАВНЕНИЕ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБАХ УПРАВЛЕНИЯ

Одно из основных требований, предъявляемых к исполнительному двигателю, — его быстродействие. Время разгона исполнительного двигателя определяется, главным образом, электромеханическими процессами, так как из-за значительного активного сопротивления ротора электромагнитные переходные процессы, происходящие в двигателях, очень быстротечны.

Электромеханическая постоянная времени. Обычно быстродействие двигателя характеризует его электромеханическая постоянная времени T_m , которая примерно на порядок выше электромагнитной постоянной времени $T_{эм} = L/R$, обусловленной индуктивностью двигателя. Значение T_m определяется из условий разгона ротора двигателя при статическом моменте на валу $M_{ст} = 0$. При этом основное уравнение динамики

$$M = M_{ст} + Jd\Omega/dt \quad (6.52)$$

принимает вид

$$M = Jd\Omega/dt, \quad (6.53)$$

где J — момент инерции вращающихся масс.

Для идеализированного двигателя при линейной механической характеристике (см. рис. 6.13, а)

$$M = M_n(1 - \Omega/\Omega_0), \quad (6.54)$$

где M_n — пусковой момент; Ω_0 — угловая скорость холостого хода.

Следовательно, с учетом (6.54) уравнение (6.53) можно представить в виде

$$M_{\pi}(1 - \Omega/\Omega_0) = Jd\Omega/dt \quad (6.55)$$

или

$$d\Omega/(\Omega_0 - \Omega) = M_{\pi}dt/(J\Omega_0) = (1/T_m)dt, \quad (6.56)$$

где электромеханическая постоянная времени

$$T_m = J\Omega_0/M_{\pi}. \quad (6.57)$$

Решая (6.56), получаем уравнение

$$\Omega = \Omega_0(1 - e^{-t/T_m}), \quad (6.58)$$

по которому можно построить кривую разгона двигателя (см. рис. 5.16). Из нее видно, что угловая скорость Ω стремится асимптотически к установившемуся значению Ω_0 ; при $t = T_m$ угловая скорость $\Omega = \Omega_0(1 - e^{-1}) = 0,633\Omega_0$. Следовательно, постоянную T_m можно рассматривать как время разгона двигателя до угловой скорости, соответствующей $0,633\Omega_0$.

В двигателе с амплитудным управлением $\Omega_0 = v_0\Omega_1 = 2\alpha_s\Omega_1/(1 + \alpha_s^2)$, где Ω_1 — синхронная угловая скорость, соответствующая круговому вращающемуся полю и пусковому моменту $M_{\pi} = \alpha_s M_k$. Поэтому

$$T_m = 2\Omega_1 J / [M_k(1 + \alpha_s^2)]. \quad (6.59)$$

Из формулы (6.59) следует, что при амплитудном управлении постоянная времени T_m увеличивается с уменьшением эффективного коэффициента сигнала α_s , так как снижается пусковой момент.

При фазовом управлении $\Omega_0 = \alpha_s\Omega_1$ и $M_{\pi} = \alpha_s M_k$, поэтому

$$T_m = J\Omega_1/M_k. \quad (6.60)$$

Следовательно, при фазовом управлении постоянная времени T_m не зависит от коэффициента сигнала α_s . Это объясняется тем, что при фазовом управлении механические характеристики параллельны — при уменьшении коэффициента сигнала прямо пропорционально снижается момент при пуске и угловая скорость при холостом ходе. В результате время разгона не изменяется.

При амплитудном управлении уменьшение коэффициента сигнала α_s приводит к такому же уменьшению момента, но угловая скорость вращения при холостом ходе снижается в меньшей степени. Так, например, при $\alpha_s = 0,5$ пусковой момент в 2 раза меньше, чем при $\alpha_s = 1$, а угловая скорость при холостом ходе составляет 0,8 от ее значения при $\alpha_s = 1$. Поэтому время разгона двигателя с уменьшением коэффициента сигнала возрастает.

Из (6.59) и (6.60) следует, что постоянная времени T_m зависит от отношения J/M_k и угловой скорости $\Omega_1 = 2\pi f_1/p$. Поэтому T_m возрастает с увеличением момента инерции

Таблица 6.1

Тип исполнительного двигателя	Постоянная времени T_m , с, при частоте питающей сети f , Гц	
	50	400
С полым немагнитным ротором	0,005...0,1	0,02...0,15
С ротором типа «беличья клетка»:		
обычной конструкции	0,2...1,0	0,3...1,5
сквозной конструкции	—	0,007...0,06
С полым стальным ротором	1,0...2,0	1,5...3,0

ротора J и частоты f_1 питающей сети и уменьшается при увеличении числа полюсов n . Двигатели, рассчитанные на работу при повышенной частоте тока, несмотря на то, что их обычно выполняют многополюсными, имеют большую постоянную времени, чем машины, рассчитанные на работу при частоте питающей сети 50 Гц.

В табл. 6.1 приведены ориентировочные значения постоянной времени T_m при круговом поле для исполнительных двигателей различной конструкции мощностью 15...30 Вт. Из табл. 6.1 следует, что наибольшим быстродействием обладает двигатель с полым немагнитным ротором. Постоянная времени T_m двигателя с ротором в виде «беличьей клетки» также невелика, несмотря на существенное увеличение момента инерции, так как этот двигатель имеет больший вращающий момент на единицу массы, чем двигатель с полым немагнитным ротором (особенно это относится к двигателю сквозной конструкции). В двигателе с полым стальным ротором постоянная времени T_m значительно увеличивается как из-за сравнительно большого момента инерции ротора, так и из-за малого вращающего момента. При мощности от долей ватта до 10 Вт наибольшим быстродействием и лучшим энергетическими показателями обладает двигатель с ротором типа «беличья клетка».

Иногда быстродействие исполнительного двигателя характеризуют временем разгона $t_{\text{ном}}$ до номинальной угловой скорости $\Omega_{\text{ном}}$ (рис. 6.24). Номинальным режимом исполнительного двигателя обычно считают режим, соответствующий максимальной механической мощности, которая для идеализированного двигателя наблюдается при $\Omega_{\text{ном}} = 0,5\Omega_0$. Поэтому, положив в (6.58) $\Omega = 0,5\Omega_0$ и $t = t_{\text{ном}}$, получим

$$t_{\text{ном}} = T_m \ln 2 = 0,693 T_m. \quad (6.61)$$

Сравнение способов управления двигателями. Из анализа характеристик асинхронных исполнительных двигателей при различных способах управления можно сделать следующие выводы:

а) линейность механических и регулировочных характеристик выше всего при фазовом управлении. Амплитудно-фазовое управление дает наибольшее отклонение от прямой линии;

б) мощность управления при амплитудном и амплитудно-фазовом управлении практически одинакова и пропорциональна квадрату коэффициента сигнала. При фазовом управлении коэффициент сигнала практически не влияет на мощность управления, т. е. при малых коэффициентах сигнала мощность управления больше, чем при других методах управления;

в) степень использования (электромагнитная мощность при круговом поле и неподвижном роторе) для всех трех способов управления одинакова, если одинаково напряжение возбуждения;

г) амплитудно-фазовое управление (конденсаторная схема) осуществляется наиболее просто, так как оно не требует специальных устройств для сдвига фаз между напряжениями управления и возбуждения. Это обстоятельство объясняет широкое применение этого вида управления в системах автоматики.

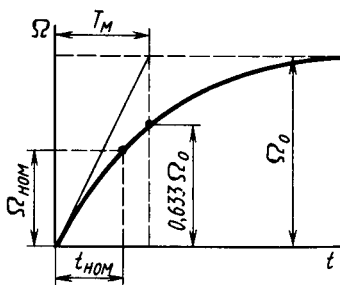


Рис. 6.24. Кривая разгона исполнительного двигателя

§ 6.7. АСИНХРОННЫЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

Тахогенераторы применяют в автоматических устройствах для преобразования механического вращения в электрический сигнал. В идеальном случае тахогенератор должен давать на выходе напряжение, пропорциональное частоте вращения:

$$U = kn \text{ или } U = kd\theta/dt, \quad (6.62)$$

где n — частота вращения, об/мин; θ — угол, на который перемещается вал механизма, связанного с тахогенератором. Эту зависимость, являющуюся основной, называют *выходной характеристикой тахогенератора*.

Тахогенераторы предназначены для следующих целей: измерения частоты вращения; выработки ускоряющих и замедляющих сигналов; выполнения операции дифференцирования и интегрирования в схемах счетно-решающих устройств. Требования, предъявляемые к точности тахогенератора, различны в зависимости от условий работы. При измерении частоты вращения требуется сравнительно невысокая точность; обычно допустима погрешность 1...2,5%. Наибольшую точность должны иметь тахогенераторы,

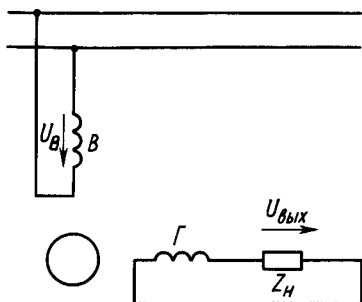


Рис. 6.25. Схема асинхронного тахогенератора

работающие в качестве дифференцирующих и интегрирующих звеньев в вычислительных устройствах. При этом ошибка в линейности выходной характеристики не должна превышать 0,05...0,1% по амплитуде и 0,1% по фазе.

Принцип действия. Конструкция асинхронного тахогенератора аналогична конструкции асинхронного исполнительного двигателя с полым немагнитным ротором. На

статоре в пазах уложены две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90° . Одна из обмоток B (возбуждения) постоянно включена в сеть, другая обмотка Γ (генераторная) присоединена к нагрузке Z_H (рис. 6.25), т. е. является выходной.

По обмотке B проходит переменный ток, в результате чего создается магнитный поток Φ_d , пульсирующий с частотой сети f_1 . Этот поток распределен в пространстве практически синусоидально и его ось совпадает с осью обмотки возбуждения (рис. 6.26, а), называемой *продольной осью* $d-d$. Соответственно поток, создаваемый обмоткой возбуждения, называют продольным. Ось $q-q$, перпендикулярную оси обмотки возбуждения, называют *поперечной*. Рассмотрим, какие ЭДС и токи возникают при взаимодействии потока Φ_d с ротором и обмотками статора при неподвижном и вращающемся роторе.

При неподвижном роторе магнитный поток Φ_d пронизывает обмотку возбуждения B , индуцируя в ней ЭДС

$$E_B = 4,44 f_1 w_B k_{об.в} \Phi_{dm}, \quad (6.63)$$

где w_B и $k_{об.в}$ — число витков и обмоточный коэффициент обмотки возбуждения.

Пренебрегая активным сопротивлением обмотки возбуждения и индуктивным сопротивлением, обусловленным потоком рассеяния, для обмотки возбуждения имеем уравнение $\dot{U}_B + E_B = 0$.

В идеальном случае в обмотке Γ продольный поток Φ_d не индуцирует ЭДС, так как обмотка Γ сдвинута относительно обмотки B на 90° . Следовательно, равно нулю и напряжение на нагрузке. Однако практически точной магнитной симметрии осей указанных обмоток достигнуть невозможно, поэтому часть потока Φ_d оказывается трансформаторно связанной с обмоткой Γ и индуцирует в ней некоторую ЭДС, называемую *остаточной*.

Полый ротор можно представить совокупностью ряда «элементарных проводников». В каждом таком проводнике

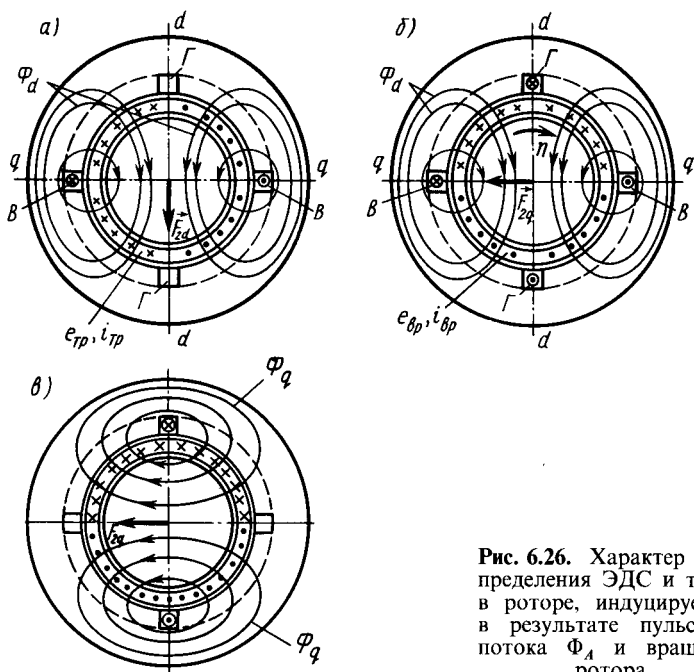


Рис. 6.26. Характер распределения ЭДС и токов в роторе, индуцируемых в результате пульсации потока Φ_d и вращения ротора

пульсирующий поток индуцирует ЭДС $e_{тр}$, называемую трансформаторной. Так как активное сопротивление полого ротора во много раз больше индуктивного, то ЭДС $e_{тр}$ и вызываемый ею в роторе ток $i_{тр}$ практически совпадают по фазе. При этом условии создаваемая током $i_{тр}$ МДС ротора F_{2d} действует по продольной оси машины как при неподвижном, так и при вращающемся роторе. На рис. 6.26, а показано направление ЭДС $e_{тр}$ тока $i_{тр}$ и МДС F_{2d} в момент времени, когда поток Φ_d уменьшается. Поскольку для обмотки возбуждения справедливо условие $\dot{U}_b + \dot{E}_b = 0$, при возникновении продольной МДС ротора F_{2d} в обмотке возбуждения появляется компенсирующий ток (аналогично тому, как в трансформаторе), МДС $F_{вд}$ которого компенсирует действие МДС F_{2d} .

При вращении ротора каким-либо посторонним механизмом в его элементарных проводниках кроме трансформаторной ЭДС $e_{тр}$ индуцируется еще и ЭДС вращения $e_{вр} = B_x l_2 v_2$, где B_x — индукция в рассматриваемой точке воздушного зазора в данное мгновение; l_2 — длина ротора в магнитном поле; v_2 — окружная скорость ротора.

Поскольку поток Φ_d пульсирует во времени с частотой сети f_1 , то и индуцируемые им ЭДС $e_{вр}$ также пульсируют с этой же частотой. При синусоидальном распределении

индукции B_x вдоль окружности ротора максимальное значение ЭДС $e_{вр}$ в любой момент времени достигается в элементарном проводнике, расположенном по продольной оси машины.

На рис. 5.18, б показано мгновенное направление ЭДС вращения $e_{вр}$ и создаваемого ею тока $i_{вр}$ в элементарных проводниках полого ротора. При любой частоте вращения направление этой ЭДС в элементах ротора, расположенных по обе стороны от поперечной оси, противоположное. Если пренебречь индуктивным сопротивлением полого ротора, то направление тока $i_{вр}$ в каждом элементе будет совпадать с направлением ЭДС $e_{вр}$. При этом условии токи ротора $i_{вр}$ создают МДС F_{2q} и пульсирующий магнитный поток Φ_q , которые направлены по поперечной оси $q-q$ (рис. 6.26, в). Поток Φ_q не сцеплен непосредственно с обмоткой возбуждения; в выходной обмотке он индуцирует ЭДС

$$E_r = 4,44 f_1 w_r k_{об.г} \Phi_{qm}, \quad (6.64)$$

где w_r и $k_{об.г}$ — число витков и обмоточный коэффициент выходной обмотки.

Очевидно, что частота ЭДС в выходной обмотке не зависит от частоты вращения ротора и при любых условиях равна частоте изменения ЭДС $e_{вр}$ в роторе, т. е. частоте сети f_1 , питающей обмотку возбуждения. *Неизменность частоты* выходного напряжения — важное свойство *асинхронного тахогенератора*.

Рассмотрим, как связана ЭДС E_r в выходной обмотке с частотой вращения ротора. Согласно (6.64) она пропорциональна поперечному потоку $\Phi_{qm} = F_{2q}/R_{mq}$, где F_{2q} — максимальное значение МДС ротора по поперечной оси; R_{mq} — магнитное сопротивление машины по поперечной оси.

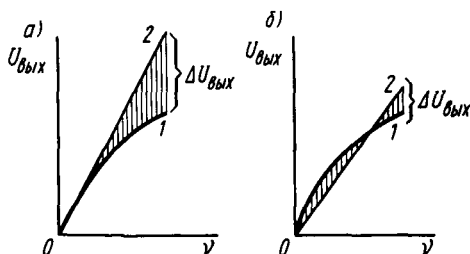
В асинхронной машине с полым немагнитным ротором эффективный воздушный зазор очень велик, поэтому магнитное сопротивление R_{mq} практически неизменно (магнитное сопротивление стальных участков пренебрежимо мало). Следовательно, магнитный поток по поперечной оси практически пропорционален МДС F_{2q} , которая, в свою очередь, пропорциональна току $i_{вр}$ и ЭДС вращения $e_{вр}$ ротора. Однако ЭДС вращения прямо пропорциональна потоку Φ_d и частоте вращения ротора n , поэтому при отсутствии насыщения магнитной системы

$$\begin{aligned} U_{вых} \approx E_r &= c_1 f_1 \Phi_{qm} = c_2 f_1 F_{2q} = \\ &= c_3 f_1 \Phi_{dm} n = c_4 n, \end{aligned} \quad (6.65)$$

где $c_1 - c_4$ — постоянные.

Таким образом, в идеализированном тахогенераторе (при принятых допущениях) ЭДС в выходной обмотке прямо пропорциональна частоте вращения ротора. Иными словами,

Рис. 6.27. Выходные характеристики некалиброванного (а) и калиброванного (б) асинхронного тахогенератора



его выходная характеристика $U_{\text{вых}} = f(v)$ является линейной (рис. 6.27, а, кривая 2). В реальных условиях работы тахогенератора указанная характеристика отклоняется от линейной зависимости (кривая 1), т. е. появляется амплитудная погрешность $\Delta U_{\text{вых}}$.

Причины погрешностей. Основной показатель качества работы тахогенератора — линейность выходной характеристики. Причинами, вызывающими погрешности тахогенератора, т. е. отклонение выходной характеристики от линейной зависимости, являются:

- а) технологические неточности при изготовлении;
- б) электромагнитная реакция ротора, изменяющая значения потоков Φ_d и Φ_q при изменении режима работы тахогенератора (частоты вращения и нагрузки);
- в) изменение некоторых параметров при изменении частоты вращения (например, сопротивления плого ротора);
- г) изменение сопротивления обмоток и магнитного сопротивления по различным осям под влиянием температуры, насыщения и др.

Из-за технологических неточностей при изготовлении тахогенераторов (отклонений обмоток статора B и G от взаимно перпендикулярного положения, допусков в величине воздушного зазора и толщине плого ротора, рис. 6.25) в выходной обмотке при частоте вращения ротора, равной нулю, индуцируется некоторая остаточная ЭДС $E_{\text{ост}}$, называемая нулевым сигналом. Примерный характер ее изменения в зависимости от угла поворота ротора θ показан на рис. 6.28. Нулевой сигнал, обусловленный неточным взаимным расположением обмоток B и G , можно уменьшить

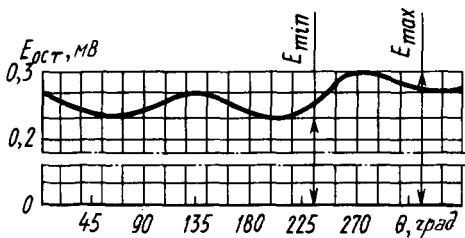


Рис. 6.28. Зависимость нулевого сигнала от угла поворота ротора

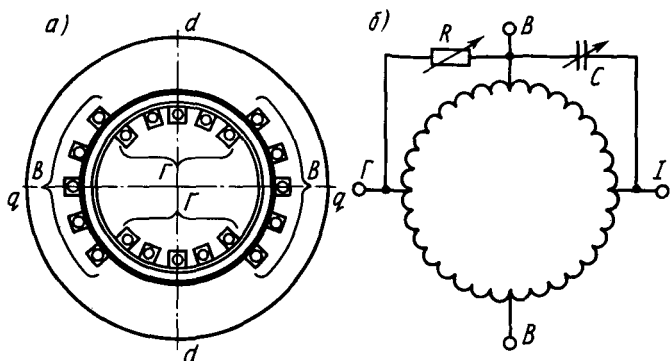


Рис. 6.29. Схемы для уменьшения нулевого сигнала (а, б)

следующим способом: обмотку возбуждения расположить на внешнем статоре, а выходную обмотку — на внутреннем (рис. 6.29, а). Это позволяет настроить тахогенератор на минимальный нулевой сигнал путем поворота внутреннего статора и установки его в такое положение, при котором остаточная ЭДС в выходной обмотке минимальна. Другой способ уменьшения нулевого сигнала — включение обмоток статора по мостовой схеме (рис. 6.29, б). В этом случае между зажимами B и Γ включают компенсирующее устройство, состоящее из емкости C и активного сопротивления R , значение которых подбирают так, чтобы в выходной обмотке индуцировалась минимальная остаточная ЭДС. Полностью устранить нулевой сигнал указанными способами не удастся из-за технологических допусков в величине воздушного зазора и толщине полого ротора. При настройке тахогенератора стремятся получить минимальный нулевой сигнал для различных положений ротора. Остаточная ЭДС обычно не превышает 0,1% от максимального значения выходного напряжения (25...100 мВ); ее переменная составляющая — 3...7 мВ.

При рассмотрении принципа действия идеализированного тахогенератора предполагалось, что поток Φ_d остается неизменным при всех режимах работы машины. В действительности этот поток изменяется при изменении частоты вращения и тока нагрузки в выходной обмотке. Изменения происходят по следующим причинам. Во-первых, под действием потока Φ_q в элементарных проводниках полого ротора индуцируются ЭДС вращения $e'_{вр}$ (рис. 6.30, а) и возникают токи $i'_{вр}$, распределенные относительно осей машины так же, как и токи $i_{тр}$, создаваемые трансформаторными ЭДС $e_{тр}$. При этом в машине появляется добавочная продольная составляющая МДС ротора F'_{2d} , изменяющая ток I_n в обмотке возбуждения. В результате изменяется ЭДС — $\dot{E}_n =$

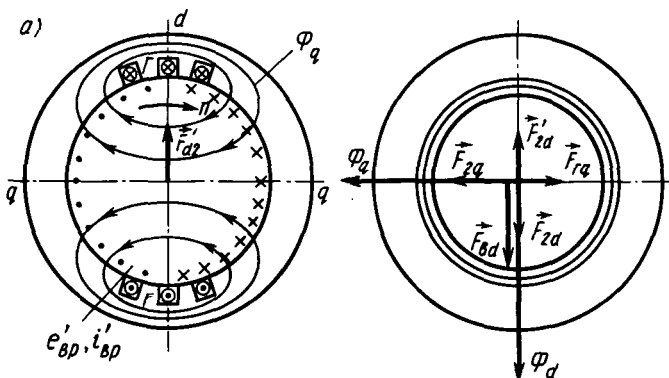


Рис. 6.30. Картина распределения ЭДС и токов в роторе при вращении его в потоке Φ_q (а) и диаграмма МДС и потоков в тахогенераторе (б)

$= \dot{U}_B - \dot{I}_B R_B - j \dot{I}_B X_B$ и продольный поток $\Phi_d = E_B / (4,44 f_1 w_B k_{об.в.})$, а также ЭДС E_r в выходной обмотке. Так как поток Φ_q пропорционален частоте вращения ротора, то ЭДС $e'_{вр}$, токи $i'_{вр}$ и МДС F'_{2d} будут пропорциональны уже квадрату этой частоты. Следовательно, они будут нелинейно уменьшать магнитный поток Φ_q и ЭДС E_r при увеличении частоты вращения.

Во-вторых, если к выходной обмотке подключить нагрузку, то по ней потечет ток I_r , который создаст некоторую МДС F'_{rq} (рис. 6.30). В этом случае результирующая МДС по поперечной оси $\vec{F}'_q = \vec{F}'_{2q} + \vec{F}'_{rq}$, т. е. она будет отличаться от МДС $\vec{F}'_{2q}$ при холостом ходе. Кроме того, выходное напряжение тахогенератора при подключении нагрузки будет меньше, чем при холостом ходе, за счет падения напряжений $\dot{I}_r R_r$ и $j \dot{I}_r X_r$:

$$\dot{U}_{вых} = \dot{E}_r - \dot{I}_r R_r - j \dot{I}_r X_r. \quad (6.66)$$

Следовательно, погрешность, обусловленная изменением потока Φ_d и подключением нагрузки, будем тем больше, чем больше сопротивления Z_v и Z_r обмоток статора.

Уравнение выходной характеристики. Это уравнение можно получить путем разложения пульсирующего поля обмотки возбуждения на вращающиеся прямой и обратной последовательностей с использованием методики, примененной для анализа двухфазного исполнительного двигателя. При этом уравнение выходной характеристики в комплексной форме приобретает вид

$$\dot{U}_{вых} = -j \dot{U}_B k v / (\dot{A} - \dot{B} v^2), \quad (6.67)$$

где $v = n_2 / n_1$ — относительная частота вращения ротора ($n_1 = 60 f_1 / p$ — синхронная частота вращения); $\dot{A}$ и $\dot{B}$ — ком-

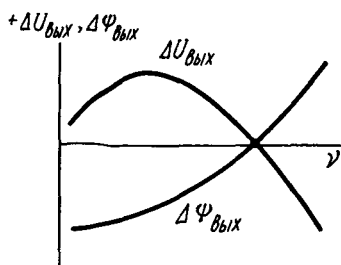


Рис. 6.31. Амплитудная $\Delta U_{\text{вых}}$ и фазовая $\Delta \Psi_{\text{вых}}$ погрешности тахогенератора

плексные коэффициенты, зависящие от параметров схемы замещения тахогенератора.

Из (6.67) следует, что для снижения погрешности тахогенератора, т. е. получения выходной характеристики, близкой к прямой линии, необходимо уменьшать член $\dot{B}v^2$, вызывающий отклонение от линейной зависимости. Для этого ограничивают диапазон рабочих частот вращения тахогенератора так, чтобы

относительная максимальная частота вращения $v_{\text{max}} = n_{\text{max}}/n_1$ в тахогенераторах, используемых в измерительных устройствах и следящих системах, не превышала 0,5...0,7, а в тахогенераторах, используемых в счетно-решающих устройствах, — 0,2...0,3. Тахогенераторы должны иметь большую синхронную частоту вращения, в связи с чем их обычно выполняют на повышенную частоту питающей сети (400...500 Гц) с малым числом пар полюсов p . Обычно $p=2$; максимальная рабочая частота вращения 8000...100 000 об/мин.

В асинхронных тахогенераторах погрешность выходной характеристики — комплексная величина, т. е. при изменении режима работы машины выходное напряжение изменяется не только по величине, но и по фазе. В связи с этим различают амплитудную $\Delta U_{\text{вых}}$ и фазовую $\Delta \Psi_{\text{вых}}$ погрешности тахогенератора (рис. 6.31).

Амплитудная погрешность в тахогенераторах, служащих для измерения частоты вращения и выработки ускоряющих и замедляющих сигналов, при максимальной рабочей частоте вращения обычно составляет 0,2...2,5%. Тахогенераторы, используемые в счетно-решающих устройствах в качестве дифференцирующих и интегрирующих звеньев, должны иметь минимальные как амплитудную (0,05...0,1%), так и фазовую (не более 0,1°) погрешности. Амплитудную погрешность можно уменьшить путем соответствующей калибровки тахогенератора. Под калибровкой понимают установление такого наклона идеальной характеристики тахогенератора (см. рис. 6.27, б, кривая 2), при котором отклонение в среднем реальной характеристики 1 от идеальной было бы минимальным.

Фазовую погрешность $\Delta \Psi_{\text{вых}}$ обычно выражают углом между векторами $\dot{U}_{\text{вых}}$ и $\dot{U}_{\text{вых.ид}}$, где $\dot{U}_{\text{вых.ид}}$ — выходное напряжение идеального тахогенератора (у которого в уравнении (6.67) отсутствует комплекс $\dot{B}$). Эта погрешность в основном определяется индуктивными сопротивлениями

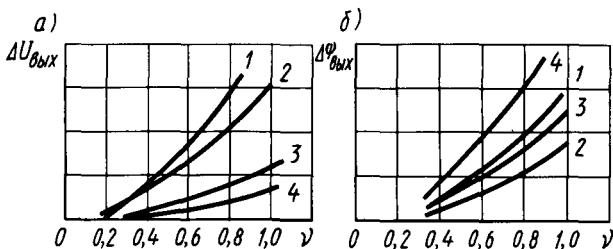


Рис. 6.32. Зависимости амплитудной (а) и фазовой (б) погрешностей от частоты вращения ν :

1 — при отсутствии нагрузки; 2 — индуктивная нагрузка; 3 — активная нагрузка; 4 — емкостная нагрузка (сопротивление Z_n нагрузки имеет одно и то же значение)

ротора и обмоток статора. Ее можно снизить путем соответствующего выбора характера нагрузки (рис. 6.32).

§ 6.8. ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ГИРОСКОПИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Роторы гироскопов обычно приводятся во вращение высокоскоростными трехфазными асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором мощностью до нескольких десятков ватт. Эти двигатели называют гироскопическими. Для удержания оси гироскопа в требуемой плоскости при воздействии на нее возмущающих факторов (трение, вращение земли и пр.) применяют электродвигатели, создающие корректирующий момент, обеспечивающий сохранение этой осью заданного положения. Их называют *моментными*.

Гироскопические двигатели. Они работают без механической нагрузки на валу, так что их электромагнитный момент при стационарном режиме должен быть рассчитан лишь на преодоление трения в подшипниках и вращающихся частей о воздух или иную газовую среду. Для уменьшения трения в рассматриваемых двигателях применяют высококачественные подшипники, роторы тщательно обрабатывают, динамически балансируют и помещают в герметичную камеру, в которой находится вакуум или разряженный газ (гелий, водород).

Точность работы гироскопического устройства характеризуется кинетическим моментом ротора $M_{кин}$, равным произведению момента инерции J ротора на его угловую скорость вращения Ω_2 . Поэтому гироскопические двигатели должны иметь большую частоту вращения ($n_2 > 15000$ об/мин) и больший момент инерции. Для обеспечения этих условий рассматриваемые двигатели питаются от источников переменного тока повышенной частоты 400, 500 и 1000 Гц и имеют обращенную конструкцию: наружный ротор с массивным маховиком и внутренний статор

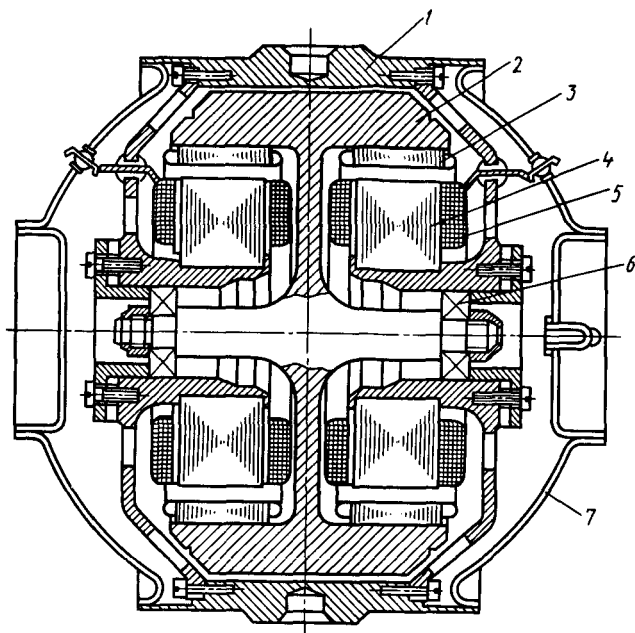


Рис. 6.33. Асинхронный гироскопический двигатель:
 1 — корпус; 2 — маховик; 3 — магнитопровод ротора с «беличьей клеткой»; 4 — магнитопровод статора; 5 — обмотка статора; 6 — шарикоподшипник; 7 — кожух герметизированной камеры

(рис. 6.33). Выполнение двигателя с высокой частотой вращения позволяет также уменьшить массу и габаритные размеры машины. Чтобы повысить точность работы гироскопического устройства необходима стабильность частоты вращения электродвигателя. Для этого двигатели должны иметь очень жесткую механическую характеристику (т. е. малое сопротивление обмотки ротора) и питаться от источников стабильного напряжения и частоты.

Из-за повышенного момента инерции ротора электро-механическая постоянная времени гироскопического двигателя довольно велика и время его разгона может быть значительным. Для сокращения времени разгона двигателя выполняют с большим пусковым моментом $M_{\text{п}} = (3 \dots 6) M_{\text{ном}}$. Увеличение пускового момента обеспечивают также путем подачи на обмотку статора при пуске повышенного напряжения. Коэффициент полезного действия современных гироскопических двигателей в зависимости от их мощности составляет $0,2 \dots 0,8$; $\cos \varphi = 0,4 \dots 0,8$.

Гироскопические двигатели выполняют с одним или двумя статорами. В сравнительно грубых приборах приме-

няют двигатели с одним статором, у которых маховик с ротором укрепляют консольно на валу. При таком креплении маховик может деформироваться при изменении температуры, вибрациях и больших частотах вращения, что приводит к изменению его кинетического момента. Поэтому в точных гироскопических приборах применяют двигатели с симметричным ротором и двумя внутренними статорами (рис. 6.33).

Моментные двигатели. Они обычно работают при невращающемся роторе, но должны создавать значительные моменты, воздействующие на ось подвески гироскопа.

В качестве моментных используют двух- и трехфазные асинхронные двигатели обычной или обращенной конструкции, подобные гироскопическим двигателям. Однофазные двигатели применяют при медленном уходе оси гироскопа от заданного положения под действием момента трения, когда требуется создавать сравнительно небольшие корректирующие моменты, трехфазные двигатели — при необходимости обеспечения достаточно больших корректирующих моментов для стабилизации в пространстве объектов достаточно большой массы (антенн радиолокаторов, прицелов и пр.).

В некоторых случаях на роторе вместо «беличьей клетки» используют алюминиевый или медный стаканы, надеваемые на сердечник ротора, который выполняют без пазов.

Моментные двигатели обычно выполняют с большим числом полюсов (8...24) с целью увеличения корректирующего момента; имеют малую максимальную длину и большой диаметр (отношение $l/D=0,1...0,2$). При использовании обращенной конструкции статора и ротора можно при одинаковом наружном диаметре двигателя получить большее число полюсов. Рассматриваемые двигатели в отличие от машин обычного исполнения выполнены в виде двух отдельных частей (статора и ротора), т. е. не имеют вала, подшипниковых щитов и подшипников. Внутренний статор с обмоткой укрепляется на рамке подвески гироскопа, а наружный ротор — на корпусе гироскопа. В двухфазных двигателях на статоре расположены две обмотки — возбуждения, управления, смещенные на 90 эл. град, так же как в исполнительных двигателях. Обмотка управления состоит из двух секций, намотанных встречно, при питании которых образуются противоположно направленные электромагнитные моменты.

§ 7.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Вращающимися трансформаторами * называют электрические микромашины переменного тока, преобразующие угол поворота ротора θ в напряжение, пропорциональное этому углу или некоторым его функциям. В зависимости от закона изменения напряжения на выходе их подразделяют на следующие типы:

а) синусно-конусный трансформатор, позволяющий получать на выходе два напряжения, одно из которых пропорционально $\sin \theta$, а другое — $\cos \theta$;

б) линейный вращающийся трансформатор, выходное напряжение которого пропорционально углу θ ;

в) вращающийся трансформатор-построитель, выходное напряжение которого имеет связь с подаваемыми первичными напряжениями U_1 и U_2 в виде закона $U_{\text{вых}} = C \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$, где C — постоянная.

Для получения вращающихся трансформаторов различных типов можно использовать одну и ту же машину с двумя обмотками на статоре и двумя на роторе при различных способах их включения. Эти трансформаторы применяют в автоматических и вычислительных устройствах, предназначенных для решения геометрических и тригонометрических задач, выполнения различных математических операций, построения треугольников, преобразования координат, разложения и построения векторов и пр. В системах автоматического регулирования их используют в качестве измерителей рассогласования, фиксирующих отклонение системы от некоторого заданного положения.

Устройство вращающихся трансформаторов. Эти машины (рис. 7.1) выполняют так же, как асинхронный двигатель

* В технической литературе иногда употребляют термин «поворотные трансформаторы».

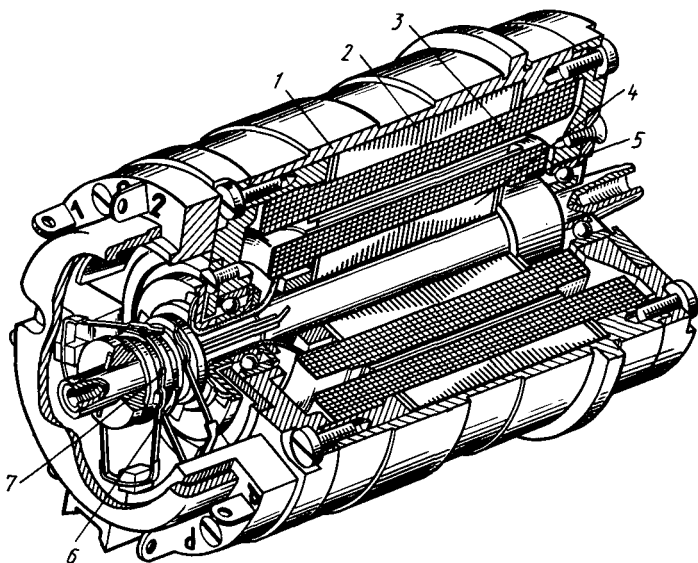


Рис. 7.1. Устройство вращающегося трансформатора:
 1—корпус; 2—статор; 3—обмотка статора; 4—ротор; 5—обмотка ротора;
 6—контактные кольца; 7—щетki

с фазным ротором. На статоре и роторе размещают по две одинаковые однофазные распределенные обмотки, сдвинутые между собой в пространстве на 90° . Магнитопровод изготовляют из листов электротехнической стали или пермаллоя, изолированных друг от друга.

Вращающийся трансформатор может работать в режиме поворота ротора или в режиме вращения. При работе в режиме поворота положение ротора относительно статора задается поворотным механизмом (исполнительным двигателем с редуктором). При этом одну из обмоток статора — обмотку возбуждения B (рис. 7.2) — присоединяют к сети переменного тока, а другую — компенсационную обмотку K — к некоторому сопротивлению или замыкают накоротко. Иногда обе статорные обмотки получают независимое питание переменным током. Обмотки статора B и K можно выполнять разделенными или включать по мостовой схеме. Обмотки ротора S (синусная) и C (косинусная) присоединяют к контактнм кольцам*. Для уменьшения числа контактных колец концы двух обмоток ротора присоединяют к одному общему кольцу и через щетку подводят к общему зажиму;

* Во вращающихся трансформаторах, выпускаемых промышленностью, выводы обмоток статора маркируются буквами C_1, C_2, C_3, C_4 , а ротора P_1, P_2, P_3, P_4 .

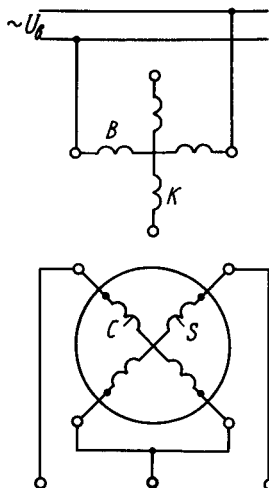


Рис. 7.2. Принципиальная схема четырех-обмоточного вращающегося трансформатора

кольца и щетки выполняют обычно из сплава серебра. Начала обмоток выводят через соответствующие кольца и щетки к двум другим зажимам. Применяют также токосъем, осуществляемый с помощью спиральных пружин, но в этом случае поворот ротора ограничен и составляет не более 1,8...2 оборотов.

При работе вращающегося трансформатора в режиме непрерывного вращения обмотки возбуждения и компенсационную обычно размещают на роторе, а синусную и косинусную — на статоре. В этом случае компенсационную обмотку замыкают накоротко, а обмотку возбуждения подключают к сети переменного тока с помощью двух контактных колец.

При рассмотрении теории работы вращающихся трансформаторов будем считать, что обмотки B и K расположены на статоре, а обмотки S и C — на роторе*.

Принцип действия. При подключении обмотки возбуждения B к сети переменного тока в машине возникает продольный магнитный поток Φ_d (рис. 7.3, а), пульсирующий во времени с частотой сети. При холостом ходе в обмотках неподвижного ротора S и C этот поток индуцирует ЭДС E_{S0} и E_{C0} , частота которых равна частоте сети f_1 , а действующее значение зависит от положения ротора относительно статора.

Допустим, что магнитный поток Φ_d распределен в пространстве синусоидально (рис. 7.3, б); в этом случае индукция в воздушном зазоре изменяется вдоль окружности статора и ротора по закону

$$B_x = B_m \cos(\pi x / \tau) \sin \omega t, \quad (7.1)$$

где B_0 — индукция в воздушном зазоре по оси обмотки B .

В обмотке статора B поток Φ_d индуцирует ЭДС

$$E_b = 4,44 f_1 w_1 k_{об1} \Phi_{dm}, \quad (7.2)$$

где w_1 и $k_{об1}$ — число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора; Φ_{dm} — максимальное значение потока.

Предположим, что ось обмотки C ротора сдвинута относительно оси обмотки статора на некоторый угол $\Phi = \pi x_0 / \tau$ (рис. 7.3, а). В этом случае максимальное значение потока, сцепленного с обмоткой C ,

* Все основные положения и выводы остаются неизменными и в том случае, когда обмотки B и K расположены на роторе, а обмотки S и C на статоре.

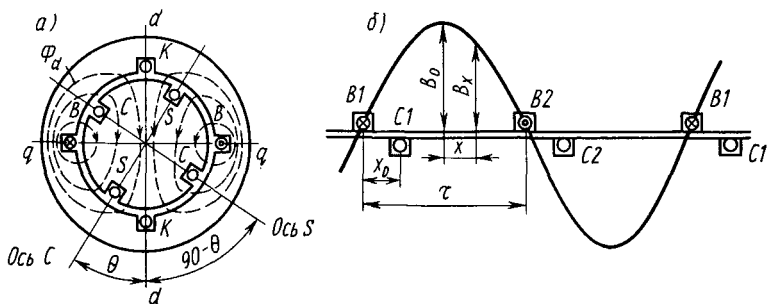


Рис. 7.3. Схематический разрез вращающегося трансформатора (а) и график распределения индукции вдоль окружности его статора и ротора (б)

$$\Phi_{cm} = \Phi_{dm} \cos \theta, \quad (7.3)$$

а ЭДС, индуцированная в этой обмотке,

$$E_{C0} = 4,44 f_1 w_2 k_{o62} \Phi_{dm} \cos \theta, \quad (7.4)$$

где w_2 и k_{o62} — число витков и обмоточный коэффициент обмотки ротора.

Из соотношения $E_{C0}/E_b = [w_2 k_{o62}/(w_1 k_{o61})] \cos \theta = k \cos \theta$ выходное напряжение косинусной обмотки при холостом ходе

$$E_{C0} = k E_b \cos \theta. \quad (7.5)$$

Обмотка S ротора сдвинута относительно обмотки C на угол $\pi/2$, следовательно, выходное напряжение в этой обмотке

$$E_{S0} = 4,44 w_2 k_{o62} \Phi_{dm} \cos(\theta - \pi/2) = k E_b \cos(\theta - \pi/2) = k E_b \sin \theta \quad (7.6)$$

Обмотка статора K с потоком Φ_d не связана, а следовательно, он не индуцирует в ней ЭДС. Эту обмотку используют для компенсации поперечных потоков, создаваемых обмотками ротора при нагрузке вращающегося трансформатора. Таким образом, в обмотках ротора при холостом ходе индуцируются ЭДС, пропорциональные синусу или косинусу угла поворота ротора относительно соответствующего потока. Применяя различные схемы включения обмоток статора и ротора, можно получить и другие функциональные зависимости, а также уменьшить погрешности, называемые током нагрузки.

§ 7.2. СИНУСНО-КОСИНУСНЫЙ ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР

На статоре синусно-косинусного вращающегося трансформатора расположены обмотки B и K , а на роторе — обмотки

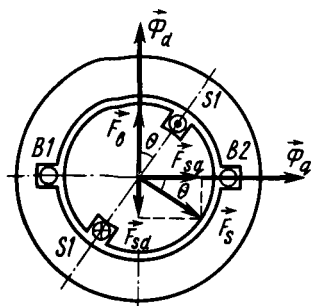


Рис. 7.4. Векторная диаграмма МДС при подключении нагрузки к синусной обмотке

Если к синусной обмотке S подключить некоторую нагрузку $\underline{Z}_{нс}$, то по обмотке пойдет ток

$$\dot{I}_s = \dot{E}_s / (\underline{Z}_s + \underline{Z}_{нс}), \quad (7.8)$$

где $\underline{Z}_s$ — сопротивление обмотки S , которое считаем постоянным.

Ток I_s создает МДС ротора F_s . Как видно из рис. 7.4, ось этой МДС совпадает с осью фазы S , поэтому ее можно представить в виде суммы двух составляющих: продольной $F_{sd} = F_s \sin \theta$ и поперечной $F_{sq} = F_s \cos \theta$. Продольная составляющая F_{sd} создает в обмотке возбуждения B компенсирующий ток, МДС которого F_b , так же как и в двухобмоточном трансформаторе, компенсирует действие F_{sd} . Результирующий продольный поток Φ_d индуцирует ЭДС в обмотке S :

$$E_{sd} = k E_b \sin \theta. \quad (7.9)$$

Поперечная составляющая F_{sq} создает во вращающемся трансформаторе поперечный поток Φ_q , максимальное значение которого $\Phi_{qm} = F_{sq} / R_{mq}$, где R_{mq} — магнитное сопротивление для поперечного потока.

Относительно поперечного потока Φ_q обмотка S является косинусной и, следовательно, в ней индуцируется ЭДС

$$E_{sq} = 4,44 f_1 w_2 k_{062} \Phi_{qm} \cos \theta = C F_{sq} \cos^2 \theta, \quad (7.10)$$

где $C = 4,44 f_1 w_2 k_{062} / R_{mq}$ — постоянный коэффициент.

Таким образом, при нагрузке в синусной обмотке кроме требуемой ЭДС E_{sd} , пропорциональной синусу угла поворота θ , индуцируется ЭДС E_{sq} , пропорциональная току нагрузки и квадрату косинуса θ . Эта добавочная составляющая ЭДС вызывает появление погрешностей.

Электродвижущая сила E_{sq} является ЭДС самоиндукции и может быть представлена в виде

S и C (см. рис. 7.2). **Выходные напряжения.** При холостом ходе напряжения на синусной S и косинусной C обмотках ротора равны соответствующим ЭДС:

$$\begin{aligned} U_{s0} &= E_{s0} = k E_b \sin \theta; \\ U_{c0} &= E_{c0} = k E_b \cos \theta, \end{aligned} \quad (7.7)$$

т. е. изменяются по требуемым законам. Аналогичный режим работы возникает в случае, когда нагрузка синусно-косинусного трансформатора представляет собой электронное устройство с большим входным сопротивлением.

$$\dot{E}_{Sq} = -j\dot{I}_S X_{2q} \cos^2 \theta = -jX_{2q} \frac{\dot{E}_S \cos^2 \theta}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нс}}, \quad (7.11)$$

где $X_{2q} = 2\pi f_1 w_2^2 k_{об2}^2 / R_{mq}$ — индуктивное сопротивление обмотки ротора, обусловленное потоком Φ_q .

Результирующая ЭДС, индуктированная в синусной обмотке, с учетом (7.10) и (7.11)

$$\dot{E}_S = \dot{E}_{Sd} + E_{Sq} = k \dot{E}_b \sin \theta - jX_{2q} [\dot{E}_S / (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нс})] \cos^2 \theta. \quad (7.12)$$

Решим уравнение (7.12) относительно E_S :

$$\dot{E}_S = \frac{k \dot{E}_b \sin \theta}{1 + jX_{2q} \cos^2 \theta (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нс})} = \frac{k \dot{E}_b \sin \theta}{1 + \dot{A}_S \cos^2 \theta}, \quad (7.13)$$

где $\dot{A}_S = jX_{2q} / (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{нс})$ — некоторый комплексный коэффициент.

Таким образом, при наличии тока нагрузки I_S нарушается требуемая синусоидальная зависимость изменения ЭДС E_S , а следовательно, и выходного напряжения U_S от угла поворота ротора θ и возникает определенная погрешность. Относительная погрешность вращающегося трансформатора для синусной обмотки

$$\Delta U_S = (\dot{E}_{S0} - \dot{E}_S) / \dot{E}_{S0\max} = \dot{A}_S \cos^2 \theta \sin \theta / (1 + \dot{A}_S \cos^2 \theta), \quad (7.14)$$

где $\dot{E}_{S0\max} = k \dot{E}_b$ — максимальное значение напряжения $\dot{E}_{S0}$.

Действительную часть комплекса $\Delta \dot{U}_S$ принимают за амплитудную погрешность, мнимую — за фазовую погрешность (изменение фазы выходного напряжения синусной обмотки по отношению к фазе $\dot{E}_{S0}$ при холостом ходе). Из (7.14) следует, что для уменьшения погрешности ΔU_S необходимо уменьшить величину комплекса $\dot{A}_S$, т. е. *увеличить сопротивление нагрузки $Z_{нс}$* .

На рис. 7.5 показаны зависимости $U_S = f(\theta)$ в относительных единицах при холостом ходе (кривая 1) и при нагрузке (кривые 2 и 3), построенные по формулам (7.7) и (7.13). При этом кривые 2 и 3 соответствуют значениям A_S , равным 0,25 и 1. Из этих кривых следует, что при нагрузке погрешность вращающегося трансформатора может быть весьма значительной. Зависимости амплитудной погрешности ΔU_S от угла поворота θ для указанных значений A_S изображены на рис. 7.5 кривыми

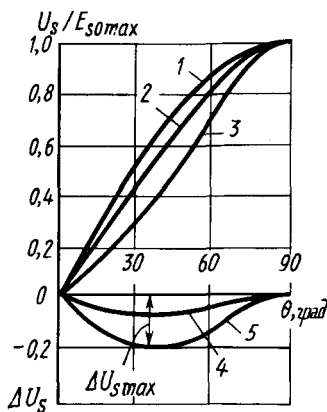


Рис. 7.5. Зависимость выходного напряжения в синусной обмотке U_S и погрешности ΔU_S от угла поворота ротора

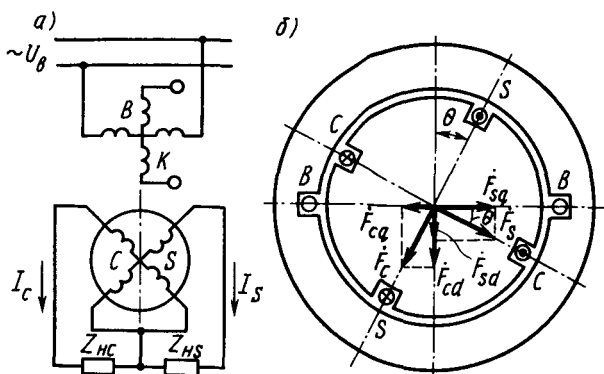


Рис. 7.6. Схема синусно-косинусного трансформатора со вторичным симметрированием (а) и диаграмма МДС, создаваемых обмотками ротора (б)

4 и 5. Из (7.14) следует, что погрешность ΔU_S достигает максимального значения при углах θ , равных $35^\circ 16'$, $144^\circ 44'$ и $215^\circ 16'$.

В косинусной обмотке при нагрузке ЭДС также изменяется под влиянием поперечного потока. В результате этого

$$\dot{E}_0 = k \dot{E}_b \cos \theta / (1 + \dot{A}_c \sin^2 \theta), \quad (7.15)$$

где $\dot{A}_c = jX_{2q} / (\underline{Z}_c + \underline{Z}_{hc})$; $\underline{Z}_c + \underline{Z}_{hc}$ — сопротивления косинусной обмотки и подключенной к ней нагрузки.

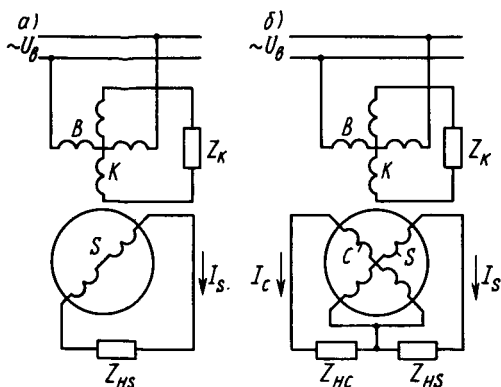
Для устранения погрешности вращающегося трансформатора, обусловленной поперечным потоком Φ_q , применяют так называемое *симметрирование трансформатора*, т. е. *компенсацию поперечного потока ротора*. Существует два способа симметрирования: вторичное (со стороны ротора) и первичное (со стороны статора).

Вторичное симметрирование. Для уменьшения погрешности выходного напряжения, снимаемого с синусной обмотки, подключают к косинусной обмотке сопротивление $\underline{Z}_{hc}$ (рис. 7.6, а). В этом случае ток, проходящий по обмотке С, создает МДС F_C , которую можно представить, так же как и МДС F_S , в виде векторной суммы двух составляющих (рис. 7.6, б): продольной $F_{Cd} = F_C \cos \theta$ и поперечной $F_{Cq} = F_C \sin \theta$. Продольная составляющая F_{Cd} совпадает по направлению с F_{Sd} , а поперечная F_{Cq} направлена против F_{Sq} . При $F_{Cd} = F_{Sq}$ поперечный поток $\Phi_q = 0$. Следовательно, не возникает и погрешность, обусловленная этим потоком.

Сопротивление $\underline{Z}_{hc}$, при котором обеспечено полное симметрирование, можно определить из условия

$$F_S \cos \theta = F_C \sin \theta \quad (7.16)$$

Рис. 7.7. Схемы синусо-
косинусных вращающих-
ся трансформаторов
(а, б)



или, с учетом значений F_S и F_C ,

$$\underline{Z}_S + \underline{Z}_{HS} = \underline{Z}_C + \underline{Z}_{HC}, \quad (7.17)$$

т. е. полное симметрирование наблюдается при равенстве комплексных сопротивлений в цепи обмоток S и C ротора, т. е. их активных и реактивных составляющих.

При вторичном симметрировании компенсируются МДС по поперечной оси; кроме того, ток I_B в обмотке возбуждения поворотного трансформатора не зависит от угла поворота, так как в формулу для результирующей продольной составляющей МДС ротора $\dot{F}_{2d} = \dot{F}_{Sd} + \dot{F}_{Cd}$ (определяющей силу тока I_B) не входит какая-либо функция угла θ :

$$\begin{aligned} \dot{F}_{2d} &= \dot{F}_S \sin \theta + \dot{F}_C \cos \theta = \frac{0,9k \dot{E}_B w_2 k_{o62} \sin \theta}{\underline{Z}_S + \underline{Z}_{HC}} \sin \theta + \\ &+ \frac{0,9k \dot{E}_B w_2 k_{o62} \cos \theta}{\underline{Z}_C + \underline{Z}_{HS}} \cos \theta = \frac{0,9k w_2 k_{o62}}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_H} \dot{E}_B, \end{aligned}$$

где $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_S = \underline{Z}_C$; $\underline{Z}_H = \underline{Z}_{HS} = \underline{Z}_{HC}$.

В результате уменьшается погрешность поворотного трансформатора.

Рассмотренный метод симметрирования практически применим только при постоянном сопротивлении нагрузки, что является его недостатком.

Первичное симметрирование. Для уменьшения погрешности выходного напряжения, снимаемого, например, с обмотки S (рис. 7.7, а), компенсационную обмотку K статора замыкают на какое-либо малое сопротивление Z_K или накоротко. В этом случае по поперечной оси вращающегося трансформатора действует результирующая МДС

$$F_q = F_{Sq} + F_K, \quad (7.18)$$

где F_K — МДС, создаваемая компенсационной обмоткой.

Так как обмотка K относительно поперечного потока Φ_q представляет собой замкнутую накоротко вторичную обмотку трансформатора, то ее МДС $\dot{F}_K$ направлена против МДС $\dot{F}_{Sq}$ первичной обмотки и результирующая МДС $\dot{F}_q$, так же как и в трансформаторе тока, значительно меньше МДС $\dot{F}_{Sq}$. Поэтому поперечный поток Φ_q и вызванная им погрешность резко уменьшаются. При изменении нагрузки, подключенной к обмотке ротора, МДС $\dot{F}_K$ изменяется примерно пропорционально МДС $\dot{F}_{Sq}$, вследствие чего степень компенсации поперечного потока остается практически неизменной. Это достоинство данного метода симметрирования. Однако при повороте ротора изменяется ток I_v в обмотке возбуждения и при заданном напряжении $\dot{U}_v$ из-за падения напряжения в этой обмотке изменяется ЭДС $\dot{E}_v$. В результате появляется дополнительная погрешность в значении выходных напряжений $\dot{U}_s$ и $\dot{U}_c$ на зажимах синусной и косинусной обмоток. Поэтому во вращающихся трансформаторах обычно применяют одновременно первичное и вторичное симметрирование (рис. 7.7, б).

Рассмотренные методы компенсации поперечного потока Φ_q позволяют использовать в качестве выходной как синусную, так и косинусную обмотки. Поэтому вращающийся трансформатор, включенный по схеме, изображенной на рис. 7.7, б, называют *синусно-косинусным*.

§ 7.3. ЛИНЕЙНЫЙ ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР

При любом включении обмоток вращающегося трансформатора уравнение, связывающее его выходное напряжение с углом поворота θ ротора, содержит функции $\sin \theta$ и $\cos \theta$. Однако выбирая определенным образом схемы включения обмоток, можно получить выходную характеристику в некотором ограниченном диапазоне изменения угла θ , близкую к линейной. Например, при небольшом изменении угла θ можно считать, что $\theta \approx \sin \theta$, и получать требуемую линейную зависимость $U_{\text{вых}} = f(\theta)$ от синусной обмотки. Однако в этом случае желательную точность линейной аппроксимации 0,1% можно получить только при изменении угла θ в пределах $\pm 4,5^\circ$. Поэтому использовать для линейного поворотного трансформатора одну синусную обмотку нерационально.

Более широкий диапазон изменения угла θ , в пределах которого выходная характеристика с достаточной точностью считается линейной, можно получить, если выходное напряжение представить в виде функции

$$U_{\text{вых}} = C \sin \theta / (1 + k \cos \theta). \quad (7.19)$$

При $k = 0,52 \dots 0,56$ отклонение этой функции от линейной зависимости составляет примерно 0,1% в диапазоне изменения угла θ от -55 до $+55^\circ$.

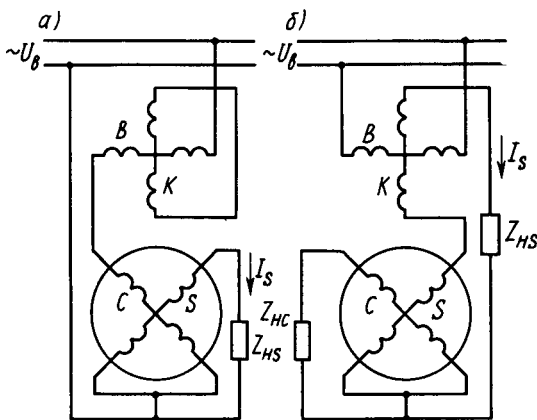


Рис. 7.8. Схемы линейного вращающегося трансформатора (а, б)

Для получения указанной зависимости применяют две схемы соединения обмоток вращающегося трансформатора с симметрированием первичным (на статоре) и вторичным (на роторе).

Первичное симметрирование. В схеме первичного симметрирования (рис. 7.8, а) компенсационную обмотку K замыкают накоротко, а обмотку возбуждения B соединяют последовательно с косинусной обмоткой C ротора; концы их подключают к сети. К синусной обмотке S присоединяют нагрузочное сопротивление Z_{HS} . Поскольку обмотка K замкнута накоротко, поперечный поток $\Phi_q = 0$. Для цепи обмоток B и C составим уравнение

$$\dot{U}_B + \dot{E}_B + \dot{E}_C = \dot{I}_B Z_B + \dot{I}_B Z_C. \quad (7.20)$$

Так как ЭДС, индуцированные в обмотках B и C , совпадают по фазе, то они складываются алгебраически. Поэтому с учетом (7.2) и (7.5) сумма $E_B + E_C = 4,44 f_1 (w_1 k_{o61} + w_2 k_{o62} \cos \theta) \Phi_{dm}$, откуда

$$\Phi_{dm} = (E_B + E_C) / [4,44 f_1 (w_1 k_{o61} + w_2 k_{o62} \cos \theta)].$$

Следовательно, согласно (7.6) ЭДС, индуцируемая в выходной обмотке S ,

$$E_S = 4,44 f_1 w_2 k_{o62} \Phi_{dm} \sin \theta = \frac{w_2 k_{o62} \sin \theta}{w_1 k_{o61} + w_2 k_{o62} \cos \theta} \times (E_B + E_C) = \frac{k \sin \theta}{1 + k \cos \theta} (E_B + E_C). \quad (7.21)$$

Пренебрегая падениями напряжения в обмотках B , C и S и принимая $E_B + E_C \approx U_B$, получаем выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} \approx E_S = k U_B \sin \theta / (1 + k \cos \theta). \quad (7.22)$$

Если вращающийся трансформатор выполнен с $k = 0,52 \dots 0,56$, то в пределах изменения угла ротора $\theta = \pm 55^\circ$ выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ пропорционально этому углу.

Вторичное симметрирование. В схеме вторичного симметрирования (рис. 7.8, б) нагрузка $S_{\text{нс}}$ включена в цепь последовательно соединенных обмоток S и K ; обмотка B присоединена к сети, а к обмотке C подключено симметрирующее сопротивление $Z_{\text{нс}}$. Величину этого сопротивления подбирают таким образом, чтобы поперечные МДС обмоток S и C компенсировали друг друга.

При этих условиях в машине действуют постоянный по амплитуде продольный поток Φ_d , создаваемый обмоткой B , и поперечный поток Φ_q , создаваемый обмоткой K и пропорциональный току нагрузки I_S . Поток Φ_d и Φ_q индуцируют в синусной обмотке ЭДС $E_S = k E_B \sin \theta + 4,44 f_1 w_2 k_{062} \Phi_{qm} \cos \theta$, или, переходя к комплексным значениям,

$$\dot{E}_S = k \dot{E}_B \sin \theta - j k I_S X_{1q} \cos \theta, \quad (7.23)$$

где $X_{1q} = 2\pi f_1 w_1^2 k_{061}^2 / R_{mq}$ — индуктивное сопротивление обмотки статора, обусловленное потоком Φ_q .

Так как в данном случае $\dot{I}_S = \dot{E}_S / (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{\text{нс}} + \underline{Z}_K)$, то уравнение (7.23) принимает вид

$$\dot{E}_S = k \dot{E}_B \sin \theta - j k X_{1q} \dot{E}_S \cos \theta / (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{\text{нс}} + \underline{Z}_K),$$

откуда

$$U_{\text{вых}} \approx E_S = \frac{k \dot{E}_B \sin \theta}{1 + j X_{1q} k \cos \theta / (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{\text{нс}} + \underline{Z}_K)} = \frac{k \dot{E}_B \sin \theta}{1 + \dot{B} \cos \theta}, \quad (7.24)$$

где $\dot{B} = k j X_{1q} / (\underline{Z}_S + \underline{Z}_{\text{нс}} + \underline{Z}_K)$ — некоторый комплексный коэффициент.

Если коэффициент $B = 0,52 \dots 0,56$, то зависимость $U_{\text{вых}} = f(\theta)$ в пределах угла $\theta = \pm 55^\circ$ линейная.

Значение сопротивления $Z_{\text{нс}}$, обеспечивающее взаимную компенсацию поперечных МДС обмоток S и C , определяется из условия

$$\underline{Z}_C + \underline{Z}_{\text{нс}} = 2(\underline{Z}_S + \underline{Z}_{\text{нс}} + \underline{Z}_K). \quad (7.25)$$

Следовательно, для вторичного симметрирования необходимо, чтобы полное сопротивление цепи косинусной обмотки равнялось удвоенному сопротивлению цепи синусной обмотки.

Преимущества и недостатки различных схем симметрирования. В линейных вращающихся трансформаторах с первичным симметрированием изменение нагрузки $\underline{Z}_{\text{нс}}$ практически не оказывает влияния на величину ЭДС E_S , т. е. на линейность

выходной характеристики, так как обмотка K компенсирует поперечный поток Φ_q , а сопротивление $Z_{нс} \geq Z_s$. Однако при изменении угла поворота ротора возникают небольшие погрешности в выходном напряжении из-за изменения тока и падения напряжения в первичном контуре.

В линейных трансформаторах со вторичным симметрированием при изменении нагрузки нарушается условие симметрирования и возникают значительные отклонения от линейной зависимости, поэтому их применяют сравнительно редко.

§ 7.4. ВРАЩАЮЩИЙСЯ ТРАНСФОРМАТОР-ПОСТРОИТЕЛЬ

Трансформатор-построитель можно использовать для определения гипотенузы прямоугольного треугольника по двум заданным катетам, для преобразования координат из декартовой системы в полярную и из одной декартовой системы в другую, повернутую на некоторый угол α . В таком трансформаторе обмотки статора B и K присоединяют к однофазной сети и подают на них напряжения различного значения U_B и U_K (рис. 7.9). Одну из обмоток ротора, например S , присоединяют к измерительному прибору V , а другую — C — к управляющей обмотке U исполнительного двигателя ИД. Обмотка S является выходной.

Обмотки статора B и K создают в трансформаторе результирующий магнитный поток, продольная и поперечная составляющие которого

$$\Phi_{dm} \approx U_B / (4,44 f_1 w_1 k_{о61}); \quad (7.26)$$

$$\Phi_{qm} \approx U_K / (4,44 f_1 w_1 k_{о61}). \quad (7.27)$$

Если машина не насыщена, то результирующий поток

$$\Phi_{резм} = \sqrt{\Phi_{dm}^2 + \Phi_{qm}^2} = \sqrt{U_B^2 + U_K^2} / (4,44 f_1 w_1 k_{о61}). \quad (7.28)$$

В обмотке ротора C результирующий поток $\Phi_{рез}$ индуцирует ЭДС.

$$E_C = 4,44 f_1 w_2 k_{о62} \Phi_{резм} \cos \gamma, \quad (7.29)$$

а в выходной обмотке — ЭДС

$$E_S = 4,44 f_1 w_2 k_{о62} \Phi_{резм} \sin \gamma, \quad (7.30)$$

где γ — угол между осью обмотки C и осью результирующего потока.

Электродвижущая сила E_C подается на управляющую обмотку исполнительного двигателя ИД, который вращает ротор вращающегося трансформатора до тех пор, пока ЭДС E_C не станет равной нулю. Таким образом, ротор остановится, когда угол γ станет равным 90° . В этом случае

$$U_{вых} \approx E_{Smax} = 4,44 f_1 w_2 k_{о62} \Phi_{резм} = k \sqrt{U_B^2 + U_K^2}. \quad (7.31)$$

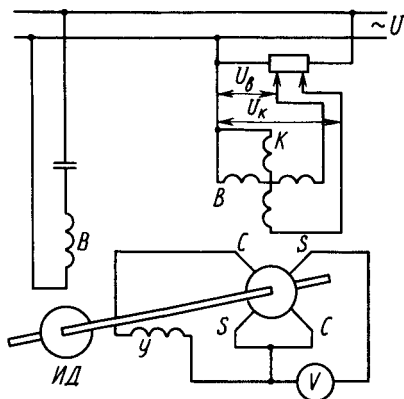


Рис. 7.9. Схема вращающегося трансформатора-построителя

вектора определяется углом, на который ротор повернется относительно статора.

При необходимости преобразования координат некоторого вектора $\vec{A}$ из одной декартовой системы в другую, повернутую относительно первой на угол α , необходимо оси обмоток ротора повернуть относительно осей обмоток статора на угол α , а затем на обмотки B и K подать напряжения, пропорциональные проекциям A_x и A_y вектора $\vec{A}$ в первой координатной системе. В этом случае ЭДС, индуцируемые в обмотках ротора S и C , пропорциональны проекциям A'_x и A'_y вектора $\vec{A}$ в новой системе координат.

§ 7.5. ПОГРЕШНОСТИ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Точность характеризуют следующие показатели:

а) максимальная погрешность воспроизведения требуемой зависимости, выраженной в процентах от максимального значения выходного напряжения; эта погрешность находится в пределах: для синусно-косинусного трансформатора — от 0,005 до 0,2%; для линейного трансформатора — от 0,05 до 0,2%;

б) максимальная асимметрия нулевых точек (для синусно-косинусного трансформатора). Для ее определения на обмотки B и K статора (попеременно) подают питание, после чего определяют углы, при которых ЭДС обмоток ротора равны нулю (или минимальны). Максимальное отклонение этих углов от углов, кратных 90° , дает ошибку асимметрии, которая для выпускаемых промышленностью вращающихся трансформаторов составляет от 0,16 до 7 угл. мин;

Таким образом, измерительный прибор, присоединенный к обмотке S , при неподвижном роторе показывает напряжение, пропорциональное гипотенузе прямоугольного треугольника, катеты которого пропорциональны U_B и U_K .

Если требуется перейти от декартовой системы координат к полярной, то напряжение $U_{\text{вых}}$ можно рассматривать как модуль вектора, заданного в декартовой системе координат проекциями U_B и U_K . Аргумент

в) максимальное значение остаточной ЭДС, выраженной в процентах от максимальной ЭДС соответствующей обмотки, которая составляет $0,003 \dots 0,1\%$;

г) максимальное значение ЭДС компенсационной обмотки при питании обмотки возбуждения, выраженной в процентах от значения напряжения питания; она составляет от $0,04$ до $1,2\%$;

д) максимальная разность коэффициентов трансформации, которая не должна превышать $0,005 \dots 0,2\%$.

В зависимости от значений перечисленных показателей вращающиеся трансформаторы делят на шесть классов точности. Точность их в основном определяется тщательностью конструктивной проработки и качеством изготовления машин.

Конструктивные и технологические причины погрешностей приводят к нарушению синусоидального характера распределения магнитной индукции в зазоре, необходимого для точной работы поворотного трансформатора. Во многих случаях требуется, чтобы ординаты действительной индукции в зазоре отличались не более чем на $0,05\%$ от ординат идеальной синусоиды. Чтобы обеспечить эти высокие требования, необходимо правильно выбрать типы обмоток. Для ликвидации третьих и пятых гармоник одна пара обмоток (например, статора) делается с укороченным шагом $y_1 = (2/3) \times \tau$, а другая пара обмоток — с шагом $y_2 = (4/5)\tau$. Число пазов на фазу и полюс берется большим (обычно $q = 5 \dots 15$), что удорожает стоимость машины, но повышает точность. Для ликвидации зубцовых гармоник в кривой распределения потока делается скос паза на одно зубцовое деление (обычно на роторе). Технология изготовления синусных поворотных трансформаторов должна быть весьма тщательной (точная штамповка стали, хорошая изоляция между листами, отсутствие эксцентриситета между поверхностями ротора и статора и т. д.). В некоторых случаях сборку листов статора и ротора производят веерным способом с учетом магнитной анизотропии листов. Пропорциональность между МДС и магнитным потоком достигается малым насыщением магнитопровода при сравнительно большом воздушном зазоре. Кроме того, часто для изготовления статора применяют пермаллой, обладающий небольшим нелинейным участком в области малых индукций.

Однако даже хорошо изготовленный вращающийся трансформатор может дать неудовлетворительную точность при недостаточной продуманной схеме включения его обмоток, не соответствующей режиму работы в эксплуатации. Необходимо также использовать источники питания со стабилизированным напряжением и частотой и по возможности уменьшать влияние нагрева обмоток на значение их

активного сопротивления (применять различные методы термокомпенсации).

§ 7.6. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ СИНХРОННОЙ СВЯЗИ И УСТРОЙСТВО СЕЛЬСИНОВ

Электрические машины синхронной связи служат для синхронного и синфазного поворота или вращения двух или нескольких осей, механически не связанных между собой. В простейшем случае синхронную связь осуществляют с помощью двух одинаковых, электрически соединенных между собой индукционных машин, называемых *сельсинами* (от слов *self synchronizing* — самосинхронизирующийся). Одну из этих машин, механически соединенную с ведущей осью, называют *датчиком*, а другую, соединенную с ведомой осью (непосредственно или с помощью промежуточного исполнительного двигателя), — *приемником*.

Система синхронной связи работает так, что при повороте ротора сельсина-датчика на какой-либо угол θ_d ротор сельсина-приемника поворачивается на такой же угол θ_n . Следовательно, система стремится ликвидировать рассогласование между положениями роторов датчика и приемника, которое характеризуется углом рассогласования $\theta = \theta_d - \theta_n$, и в идеальном случае свести угол θ к нулю.

Системы синхронной связи подразделяют на два основных вида: синхронного поворота (передчи угла) и синхронного вращения (электрического вала).

Режимы работы. Различают два основных режима работы сельсинов: индикаторный и трансформаторный.

При индикаторном режиме ротор сельсина-приемника соединяют непосредственно с ведомой осью. Его применяют при малом значении тормозного момента на ведомой оси, обычно в тех случаях, когда на оси укреплен хорошо уравновешенная стрелка индикатора (отсюда название — индикаторный).

При трансформаторном режиме сигнал о наличии рассогласования между положениями роторов датчика и приемника подается через усилитель на исполнительный двигатель, который поворачивает ведомую ось и ротор сельсина-приемника, ликвидируя рассогласование. При этом режиме выходной сигнал приемника пропорционален синусу угла рассогласования аналогично тому, как во вращающемся трансформаторе, поэтому такой режим работы сельсина получил название трансформаторного. Трансформаторный режим применяют в тех случаях, когда к ведомой оси приложен значительный тормозной момент, т. е. когда приходится поворачивать какой-либо механизм.

Устройство сельсинов. Сельсины имеют две обмотки: *первичную, или обмотку возбуждения, и вторичную, или*

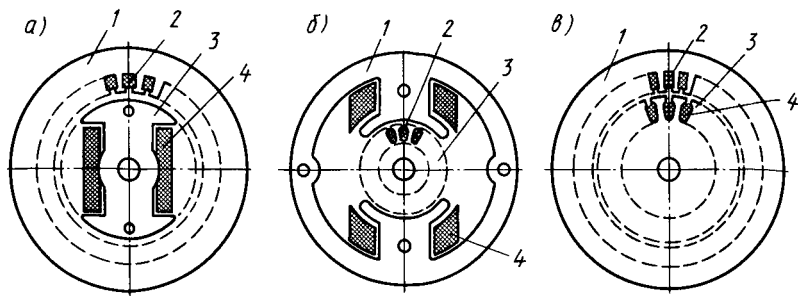


Рис. 7.10. Схемы магнитной системы однофазных контактных сельсинов:
1—статор; 2—обмотка синхронизации; 3—ротор; 4—обмотка возбуждения

обмотку синхронизации. В зависимости от числа фаз обмотки возбуждения различают одно- и трехфазные сельсины; обмотку синхронизации в обоих типах сельсинов обычно выполняют по типу трехфазной.

Трехфазные сельсины имеют такую же конструкцию, как трехфазные асинхронные двигатели с контактными кольцами на роторе; их применяют только в системах электрического вала. В системах автоматики используют однофазные контактные и бесконтактные сельсины.

Принцип действия сельсина не зависит от места расположения каждой из обмоток. Однако чаще всего в сельсинах обмотку синхронизации размещают на статоре, а обмотку возбуждения—на роторе (для уменьшения количества контактных колец и повышения надежности работы).

Однофазные контактные сельсины аналогичны асинхронным машинам малой мощности. Они могут быть явнополусными (индикаторными) и неявнополусными (трансформаторными). В явнополусных сельсинах однофазная обмотка возбуждения сосредоточенная; она расположена на явно выраженных полюсах ротора (рис. 7.10, а) или статора (рис. 7.10, б). В неявнополусных сельсинах однофазная обмотка возбуждения распределенная (рис. 7.10, в); она расположена в полузакрытых пазах ротора (или статора). Обмотку синхронизации всегда выполняют распределенной и размещают в пазах соответственно статора или ротора; фазы ее соединяют по схеме У. Для приближения формы кривой поля к синусоиде воздушный зазор в явнополусных сельсинах выполняют неравномерным—увеличенным на краях полюсного наконечника. Для ослабления зубцовых гармонических делают скос пазов статора или ротора на одно зубцовое деление.

Сельсины выполняют обычно двухполусными. Так как магнитное поле в сельсинах переменное, то статор и ротор собирают из изолированных листов электротехнической

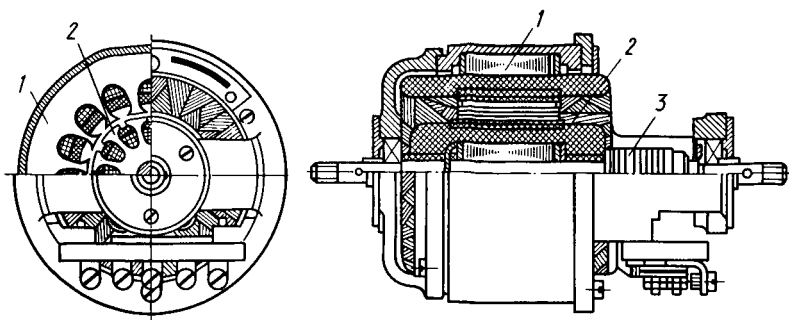


Рис. 7.11. Устройство контактного сельсина:
1—статор; 2—ротор; 3—контактные кольца

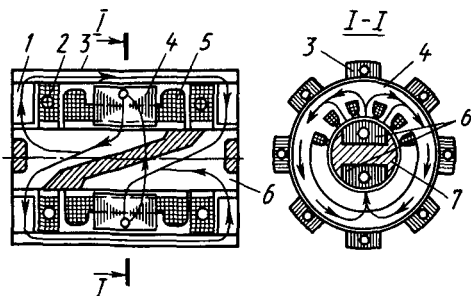
стали (рис. 7.11). Для увеличения надежности контакта и уменьшения его переходного сопротивления кольца и щетки, к которым подключают обмотку ротора, изготовляют из сплавов серебра. Число контактных колец и щеток зависит от места расположения обмоток: сельсины с обмоткой возбуждения на роторе имеют два контактных кольца; с обмоткой возбуждения на статоре — три контактных кольца. В некоторых типах сельсинов-приемников на явнополюсном роторе по поперечной оси размещают короткозамкнутую демпферную обмотку, обеспечивающую быстрое затухание собственных колебаний ротора при переходе его из одного положения в другое. При отсутствии электрического демпфера на валу ротора сельсина-приемника устанавливают механические демпферы (фрикционные, пружинные или жидкостные — ртутные).

Большим недостатком контактных сельсинов является наличие скользящих контактов, переходное сопротивление которых может изменяться. Это снижает надежность работы синхронной связи и приводит к увеличению погрешностей. В настоящее время широко применяют явнополюсные и неявнополюсные бесконтактные сельсины, не имеющие скользящих контактов.

В явнополюсном бесконтактном сельсине (рис. 7.12) на статоре расположены трехфазная распределенная обмотка синхронизации, два боковых кольца (тороиды), две тороидальные катушки однофазной обмотки возбуждения и внешний магнитопровод. Стальной пакет, в котором размещена обмотка синхронизации и тороиды, собран из листов, расположенных перпендикулярно оси вала, а внешний магнитопровод — из листов, расположенных параллельно оси вала. На роторе имеются два стальных пакета, разделенных немагнитным материалом (обычно сплавом алюминия). Пакеты ротора собраны из стальных листов, размещенных в плоскости, параллельной оси вала. Следовательно, во всех

Рис. 7.12. Электромагнитная схема бесконтактного сельсина:

1—тороиды; 2—обмотка возбуждения; 3—внешний магнитопровод; 4—пакет статора; 5—обмотка синхронизации; 6—пакеты ротора; 7—промежуток из немагнитного материала



элементах магнитной системы плоскость листов параллельна направлению силовых магнитных линий. Тороидальные катушки обмотки возбуждения включают так, чтобы направление тока в них в любой момент времени было согласованным.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения, замыкается в каждом элементе магнитной системы сельсина по пути, показанному на рис. 7.12 стрелками. Из первого пакета ротора он проходит через небольшой воздушный зазор, а затем по статору переходит во второй пакет, охватывая проводники обмотки синхронизации. Непосредственно на переходе потока из одного пакета ротора в другой препятствует косою промежутком, заполненный немагнитным материалом. Из второго пакета ротора поток через тороиды и внешний магнитопровод переходит в первый. При повороте ротора изменяется положение оси потока относительно обмоток синхронизации, поэтому ЭДС, индуцируемая в обмотках фаз синхронизации, зависит от угла поворота ротора, так же как и в контактных сельсинах, вследствие чего принцип действия этих видов сельсинов одинаков. Устройство бесконтактного сельсина показано на рис. 7.13, а.

Недостаток бесконтактных сельсинов — худшее использование материалов, чем в контактных, из-за больших потоков рассеяния и увеличенного тока холостого хода. При одинаковом удельном синхронизирующем моменте масса бесконтактного сельсина примерно в 1,5 раза больше, чем контактного.

В системах синхронной связи, работающих при повышенной частоте (400...1000 Гц), применяют неявнополусные бесконтактные сельсины с кольцевым трансформатором (рис. 7.13, б). В этих сельсинах обмотка синхронизации расположена в пазах статора, а обмотка возбуждения — в пазах или на явно выраженных полюсах ротора. Питание к обмотке возбуждения подается посредством кольцевого трансформатора, смонтированного в общем корпусе с сельсином.

Такой сельсин по своей конструкции подобен контактному сельсину, но вместо колец и щеток в нем применен

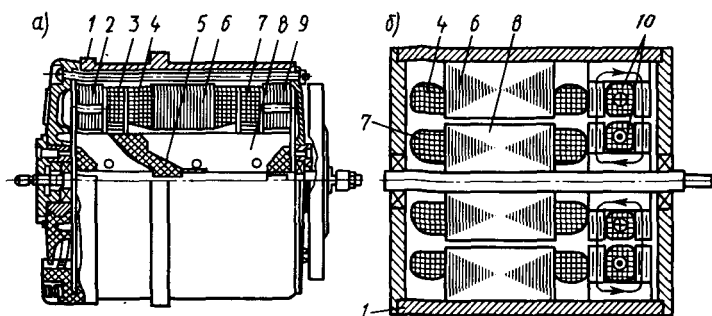


Рис. 7.13. Устройство бесконтактного сельсина с кольцевым трансформатором:

1 — корпус; 2 и 9 — тороиды; 3 и 7 — обмотка возбуждения; 4 — обмотка синхронизации; 5 — немагнитный промежуток; 6 — статор; 8 — ротор; 10 — кольцевой трансформатор

кольцевой трансформатор. Первичная обмотка трансформатора расположена на статоре, вторичная — на роторе, а магнитопровод состоит из торцовых колец, собранных из листов электротехнической стали, и внешнего и внутреннего колец, выполненных из металлокерамики.

§ 7.7. ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ОДНОФАЗНЫХ СЕЛЬСИНОВ

Рассмотрим теорию однофазных сельсинов на примере контактных сельсинов с обмотой возбуждения на статоре. Однако основные положения этой теории и полученные выводы в одинаковой мере можно распространить как на контактные сельсины с обмоткой возбуждения на роторе, так и на бесконтактные.

Принцип действия. При работе сельсинов в трансформаторном режиме обмотка возбуждения B сельсина-датчика D (рис. 7.14), механически связанного с ведущей осью O_1 , подключена к сети однофазного тока, а обмотка возбуждения B сельсина-приемника $П$ — к усилителю $У$, подающему питание на обмотку управления исполнительного двигателя $ИД$. Обмотки синхронизации обоих сельсинов соединены между собой линией связи $ЛС$.

Переменный ток, проходящий по обмотке возбуждения датчика, создает в нем пульсирующий магнитный поток, который индуцирует ЭДС в трех фазах обмотки синхронизации. Так как обмотки синхронизации датчика и приемника соединены между собой линией связи, то по ним проходит ток, вследствие чего в сельсине-приемнике создается пульсирующий магнитный поток. Если возникает рассогласование

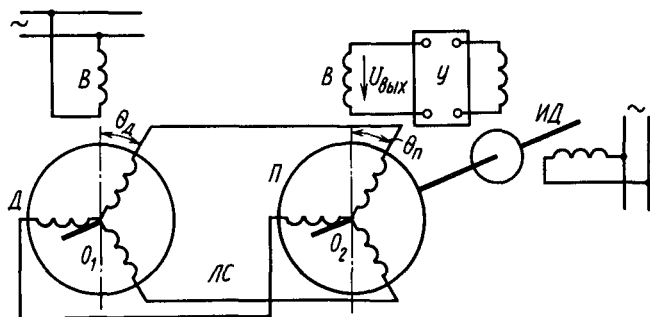


Рис. 7.14. Схема включения сельсинов при работе в трансформаторном режиме

положений роторов датчика и приемника, то этот поток индуцирует в обмотке возбуждения некоторую ЭДС, и на ее зажимах появляется выходное напряжение. Это напряжение через усилитель подается на обмотку управления исполнительного двигателя, который поворачивает ведомую ось O_2 совместно с ротором приемника. При ликвидации рассогласования выходное напряжение становится равным нулю, и вращение ведомой оси прекращается.

Электродвижущие силы и токи в обмотках синхронизации. Обмотка возбуждения датчика создает магнитный поток Φ_b , синусоидально распределенный по окружности статора и ротора и пульсирующий с частотой сети. Значение ЭДС, индуцируемой этим потоком в каждой фазе обмотки ротора датчика D , зависит от ее положения относительно оси обмотки возбуждения (продольной оси $d-d$) (рис. 7.15, а).

Если ось первой фазы ротора расположенной в пазах ротора $1-1'$, совпадает с осью обмотки возбуждения, то дей-

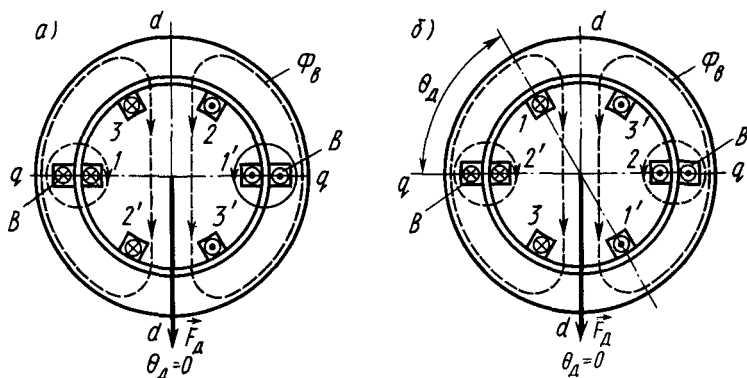


Рис. 7.15. Ротор и статор сельсина-датчика при $\theta_d = 0$ (а) и $\theta_d = 60^\circ$ (б)

ствующее значение ЭДС, индуцируемой в этой фазе, максимальное:

$$E_{1д} = E_{2\max} = 4,44 f_1 w_2 k_{\text{об2}} \Phi_{\text{вт}}, \quad (7.32)$$

а ЭДС, индуцируемые в других фазах, расположенных в пазах ротора 2—2' и 3—3', равны: $E_{2д} = E_{2\max} \cos 120^\circ$; $E_{3д} = E_{2\max} \cos(-120^\circ)$.

В общем случае, когда ось первой фазы ротора сдвинута относительно оси обмотки возбуждения на некоторый угол θ_d (рис. 7.15, б), получим

$$\left. \begin{aligned} E_{1д} &= E_{2\max} \cos \theta_d; \\ E_{2д} &= E_{2\max} \cos(\theta_d + 120^\circ); \\ E_{3д} &= E_{2\max} \cos(\theta_d - 120^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (7.33)$$

Так как одноименные фазы роторов датчика и приемника соединены последовательно, то проходящий по ним ток

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= E_{1д} / Z_2 = (E_{2\max} / Z_2) \cos \theta_d = I_{2\max} \cos \theta_d; \\ I_2 &= I_{2\max} \cos(\theta_d + 120^\circ); \quad I_3 = I_{2\max} \cos(\theta_d - 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (7.34)$$

где $I_{2\max} = E_{2\max} / Z_2$ — наибольшее действующее значение тока в обмотке фазы ротора; Z_2 — общее сопротивление последовательно включенных фаз датчика и приемника.

Из (7.34) следует, что алгебраическая сумма токов $I_1 + I_2 + I_3 = 0$, вследствие чего линия связи может быть без нулевого провода.

Магнитодвижущие силы ротора в датчике и приемнике. Ток, проходящий по фазам обмотки ротора датчика, создает в нем соответствующие МДС. Магнитодвижущие силы отдельных фаз распределены в пространстве синусоидально, поэтому

$$\left. \begin{aligned} F_{1д} &= F_{2\max} \cos \theta_d; \\ F_{2д} &= F_{2\max} \cos(\theta_d + 120^\circ); \\ F_{3д} &= F_{2\max} \cos(\theta_d - 120^\circ), \end{aligned} \right\} \quad (7.35)$$

где $F_{2\max} = 0,9 I_{2\max} w_2 k_{\text{об2}}$ — максимальное значение МДС, создаваемой одной фазой обмотки ротора.

Определим результирующую МДС всех фаз датчика, для чего сложим составляющие МДС $F_{дd}$ и $F_{дq}$ по продольной оси $d-d$ (оси обмотки возбуждения) и поперечной оси $q-q$. При этом

$$\begin{aligned} F_{дd} &= F_{1д} \cos \theta_d + F_{2д} \cos(\theta_d + 120^\circ) + F_{3д} \cos(\theta_d - 120^\circ) = \\ &= F_{2\max} [(\cos^2 \theta_d + \cos^2(\theta_d + 120^\circ) + \cos^2(\theta_d - 120^\circ))] = \\ &= 1,5 F_{2\max} - 0,5 F_{2\max} [\cos 2\theta_d + \cos 2(\theta_d + 120^\circ) + \\ &\quad + \cos 2(\theta_d - 120^\circ)] = 1,5 F_{2\max}; \end{aligned} \quad (7.36)$$

$$\begin{aligned} F_{дq} &= F_{1д} \sin \theta_d + F_{2д} \sin(\theta_d + 120^\circ) + F_{3д} \sin(\theta_d - 120^\circ) = \\ &= F_{2\max} [\cos \theta_d \sin \theta_d + \cos(\theta_d + 120^\circ) \sin(\theta_d + 120^\circ) + \\ &\quad + \cos(\theta_d - 120^\circ) \sin(\theta_d - 120^\circ)] = \end{aligned}$$

$$+\cos(\theta_d - 120^\circ) \sin(\theta_d - 120^\circ)] = 0,5F_{2\max}[\sin 2\theta_d + \sin 2(\theta_d + 120^\circ) + \sin 2(\theta_d - 120^\circ)] = 0. \quad (7.36a)$$

Таким образом, результирующую МДС ротора датчика можно представить пространственным вектором $\vec{F}_d$, который при любом угле θ_d направлен по продольной оси и имеет постоянную величину, равную $1,5F_{2\max}$ (см. рис. 7.15, а).

Магнитодвижущие силы соответствующих фаз ротора приемника Π отличаются от МДС фаз ротора датчика только знаком, так как ток в фазах обмотки ротора приемника направлен противоположно току в фазах обмотки ротора датчика. Следовательно, результирующую МДС приемника также можно представить пространственным вектором $\vec{F}_\Pi$, величина которого не зависит от угла поворота роторов датчика и приемника и всегда равна $-1,5F_{2\max}$. Ее продольная и поперечная составляющие

$$F_{\Pi d} = -F_{1d} \cos \theta_\Pi - F_{2d} \cos(\theta_\Pi + 120^\circ) - F_{3d} \cos(\theta_\Pi - 120^\circ) = -1,5F_{2\max} \cos \theta; \quad (7.37)$$

$$F_{\Pi q} = -F_{1d} \sin \theta_\Pi - F_{2d} \sin(\theta_\Pi + 120^\circ) - F_{3d} \sin(\theta_\Pi - 120^\circ) = -1,5F_{2\max} \sin \theta. \quad (7.38)$$

Знак «-» в (7.36) и (7.37) показывает, что вектор результирующей МДС $\vec{F}_d$ поворачивается в противоположную сторону относительно результирующей МДС $\vec{F}_\Pi$. Так, например, если установить ротор приемника в положение $\theta_\Pi = 0$ и повернуть ротор датчика на угол $\theta_d = 60^\circ$ по часовой стрелке (рис. 7.16, а), то вектор МДС $\vec{F}_\Pi$ повернется относительно ротора приемника на угол $\theta = \theta_d - \theta_\Pi = 60^\circ$, но в противоположном направлении, т. е. против часовой стрелки (рис. 7.16, б).

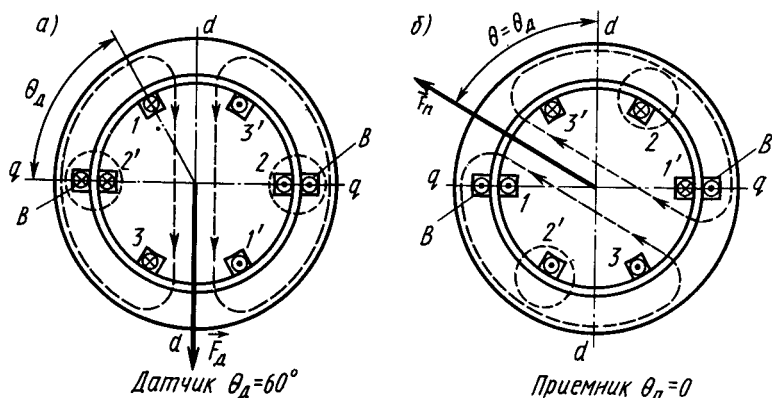


Рис. 7.16. Векторы МДС ротора в датчике (а) и приемнике (б) при повороте ротора датчика на угол $\theta = 60^\circ$

Выходное напряжение сельсина-приемника. Продольная составляющая МДС ротора в датчике $F_{\text{дд}}$ компенсируется МДС, создаваемой компенсационным током, который поступает из сети в обмотку возбуждения (аналогично трансформатору). В приемнике МДС ротора создает пульсирующий магнитный поток, продольная составляющая которого $\Phi_{\text{пд}}$ индуцирует в выходной обмотке (обмотке возбуждения) ЭДС

$$E_{\text{вых}} = 4,44 f_1 w_1 k_{\text{о61}} \Phi_{\text{пдм}} \cos \theta = E_{1\text{max}} \cos \theta, \quad (7.39)$$

где w_1 и $k_{\text{о61}}$ — число витков и обмоточный коэффициент обмотки статора сельсина; $F_{1\text{max}}$ — действующее значение ЭДС в выходной обмотке в случае, когда МДС $F_{2\text{max}}$ совпадает с осью этой обмотки.

При согласованном положении приемника и датчика на выходе целесообразно иметь нулевой сигнал. Поэтому ротор или статор приемника при согласованном положении ведущей и ведомой осей предварительно смещают на 90° относительно ротора или статора датчика.

При этом выходной сигнал изменяется по закону

$$U_{\text{вых}} \approx E_{\text{вых}} = E_{1\text{max}} \cos(90^\circ - \theta) = E_{1\text{max}} \sin \theta. \quad (7.40)$$

При выборе сельсина для определенного режима работы необходимо знать удельное выходное напряжение, т. е. значение $U_{\text{вых}}$, приходящееся на 1° угла рассогласования:

$$U_{\text{уд}} = E_{1\text{max}} \sin 1^\circ = 0,0175 E_{1\text{max}}. \quad (7.41)$$

Это значение обычно приводится в паспорте сельсина. Чтобы зависимость выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ от угла рассогласования была по возможности близкой к синусоидальной, сельсины, предназначенные для работы в трансформаторном режиме, выполняют с неявно выраженными полюсами. Этим достигаются существенное уменьшение высших гармонических в кривой ЭДС и повышение точности при передаче угла.

§ 7.8. ИНДИКАТОРНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ОДНОФАЗНЫХ СЕЛЬСИНОВ

При индикаторном режиме на валу сельсина-приемника имеется незначительный момент сопротивления, поэтому для поворота ротора приемника вслед за поворотом ротора датчика требуется небольшой вращающий момент, который можно получить от приемника без дополнительных усилительных устройств. При работе сельсинов в рассматриваемом режиме обмотки возбуждения B датчика D и приемника P включены в общую сеть переменного тока (рис. 7.17), а обмотки синхронизации соединены между собой линией связи $ЛС$. Пульсирующие магнитные потоки, создаваемые обмотками возбуждения датчика и приемника, индуцируют

ЭДС в трех фазах обмоток синхронизации. Если между роторами датчика и приемника имеется некоторый угол рассогласования θ , то по обмоткам синхронизации проходят токи, которые, взаимодействуя с потоком возбуждения, создают в датчике и приемнике синхронизирующие моменты. Эти моменты имеют противоположные направления и стремятся

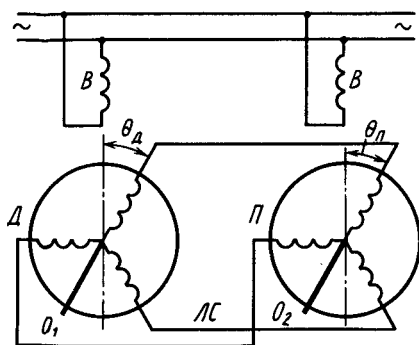


Рис. 7.17. Схема включения сельсинов при работе их в индикаторном режиме

свести угол рассогласования к нулю. Обычно ротор датчика заторможен, поэтому его синхронизирующий момент воспринимается механизмом, поворачивающим ведущую ось O_1 ; синхронизирующий же момент приемника поворачивает ротор в ту же сторону и на тот же угол, на который поворачивается ротор датчика.

Электродвижущие силы и токи в обмотках синхронизации. В трех фазах обмотки синхронизации датчика поток возбуждения Φ_n индуцирует ЭДС $E_{1д}$, $E_{2д}$ и $E_{3д}$, значения которых определяются углом θ_d , см. (7.33). Так как обмотка возбуждения приемника присоединена к сети однофазного тока, то в фазах его обмотки синхронизации индуцируются ЭДС $E_{1п}$, $E_{2п}$, $E_{3п}$, которые определяются углом θ_n [зависимости их от θ_n аналогичны (7.33)].

Электродвижущие силы в одноименных фазах датчика и приемника направлены по контуру, образованному проводами линии связи, встречно, поэтому токи в фазах датчика и приемника соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= (E_{1д} - E_{1п}) / Z_2 = (E_{2\max} / Z_2) (\cos \theta_d - \cos \theta_n) = I_{2\max} (\cos \theta_d - \cos \theta_n); \\ I_2 &= I_{2\max} [\cos(\theta_d + 120^\circ) - \cos(\theta_n + 120^\circ)]; \\ I_3 &= I_{2\max} [\cos(\theta_d - 120^\circ) - \cos(\theta_n - 120^\circ)]. \end{aligned} \right\} \quad (7.42)$$

Магнитодвижущие силы ротора. При рассмотрении теории работы сельсинов в индикаторном режиме целесообразно токи в фазах обмоток синхронизации представить в виде двух составляющих:

$$I_1 = I_{1д} + I_{1п}; \quad I_2 = I_{2д} + I_{2п}; \quad I_3 = I_{3д} + I_{3п}, \quad (7.43)$$

где составляющие с индексом «д» обусловлены наличием ЭДС E_d в обмотках датчика, а с индексом «п» — ЭДС E_n в обмотках приемника. Это позволяет при определении МДС

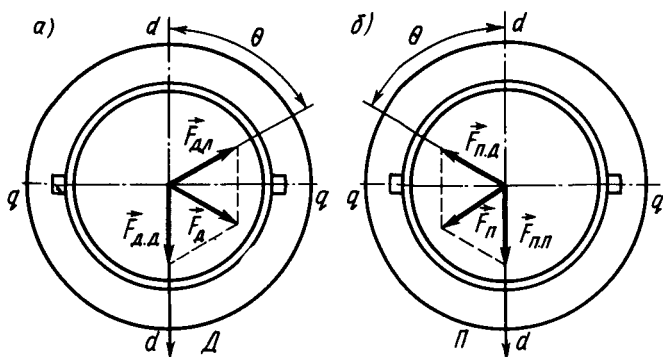


Рис. 7.18. Векторы МДС ротора в датчике $\vec{F}_d$ (а) и приемнике $\vec{F}_n$ (б)

в датчике и приемнике использовать результаты, полученные в § 5.12. Действительно, составляющие токов $I_{1д}$, $I_{2д}$ и $I_{3д}$ создают в датчике МДС $F_{д.д} = F_{д.дд} = 1,5F_{2\max}$, направленную по продольной оси, а в приемнике МДС $F_{п.д} = -1,5F_{2\max}$, продольная и поперечная составляющие которой равны: $F_{п.нд} = -1,5F_{2\max}\cos\theta$ и $F_{п.дq} = -1,5F_{2\max}\sin\theta$. Составляющие токов $I_{1п}$, $I_{2п}$ и $I_{3п}$ создают в приемнике МДС $F_{п.п} = F_{п.нд} = 1,5F_{2\max}$, направленную по продольной оси, а в датчике МДС $F_{д.п}$, продольная и поперечная составляющие которой равны: $F_{д.нд} = -1,5F_{2\max}\cos\theta$ и $F_{д.пq} = 1,5F_{2\max}\sin\theta$. При этом результирующие МДС имеют следующие составляющие в датчике и приемнике соответственно (рис. 7.18):

$$\left. \begin{aligned} F_{дд} &= F_{д.дд} + F_{д.нд} = 1,5F_{2\max}(1 - \cos\theta); \\ F_{дq} &= F_{д.пq} = 1,5F_{2\max}\sin\theta; \end{aligned} \right\} \quad (7.44)$$

$$\left. \begin{aligned} F_{нд} &= F_{п.нд} + F_{п.дд} = 1,5F_{2\max}(1 - \cos\theta); \\ F_{пq} &= F_{п.дq} = -1,5F_{2\max}\sin\theta. \end{aligned} \right\} \quad (7.45)$$

При $\theta=0$ МДС в датчике и приемнике равны нулю, так как ЭДС в фазах обмоток синхронизации датчика и приемника взаимно компенсируются и ток в этих фазах отсутствует.

При наличии угла рассогласования появляются токи и МДС ротора, величины которых в датчике и приемнике одинаковы:

$$\begin{aligned} F_d &= F_n = \sqrt{F_d^2 + F_q^2} = 1,5F_{2\max}\sqrt{(1 - \cos\theta)^2 + \sin^2\theta} = \\ &= 1,5F_{2\max}\sqrt{2 - 2\cos\theta} = 3F_{2\max}\sin(\theta/2). \end{aligned} \quad (7.46)$$

На рис. 7.19, а, б показаны пространственные векторы МДС датчика и приемника при $\theta_d = 60^\circ$ и $\theta_n = 0$. Вектор МДС ротора датчика $\vec{F}_d$ смещается относительно поперечной

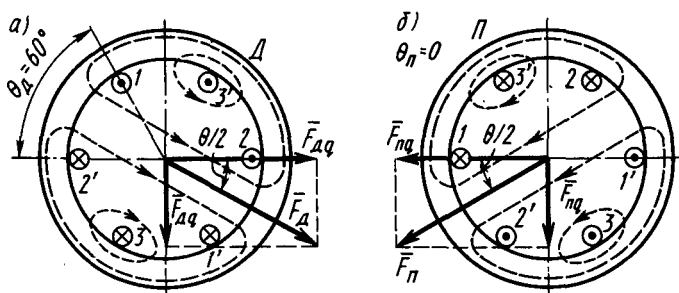


Рис. 7.19. Векторы МДС ротора в датчике $\vec{F}_d$ (а) и приемнике $\vec{F}_n$ (б) при повороте ротора датчика

оси в сторону поворота датчика на угол $\theta/2 = 30^\circ$. В приемнике МДС вектор $\vec{F}_n$ смещается на такой же угол $\theta/2 = 30^\circ$, но в обратном направлении, и поперечная составляющая F_{nq} направлена противоположно поперечной составляющей МДС F_{dq} ротора датчика.

Синхронизирующий момент. Продольные составляющие МДС роторов датчика F_{dd} и приемника F_{nd} создают в обмотках возбуждения компенсационные токи (аналогично трансформатору), МДС которых компенсирует действие МДС F_{dd} и F_{nd} . Поперечные составляющие F_{dq} и F_{nq} , оставшиеся нескомпенсированными, взаимодействуют с потоком статора, создавая в датчике и приемнике синхронизирующие моменты $M_{с.д}$ и $M_{с.п}$, которые в датчике и приемнике направлены в различные стороны и стремятся повернуть оба ротора в согласованное положение (рис. 7.20).

Векторная диаграмма для ротора сельсина-приемника (рис. 7.21) подобна векторной диаграмме для ротора асинхронного двигателя. Поперечная составляющая МДС ротора $\vec{F}_q$ совпадает по фазе с током ротора $I_{2\max}$ и отстает от вектора потока возбуждения Φ_n на угол $\beta = 90^\circ + \psi_2$. Значение и направление синхронизирующего момента можно определить так же, как в асинхронной машине нормального

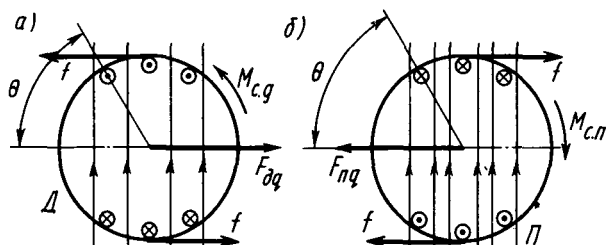


Рис. 7.20. Схема возникновения синхронизирующего момента в датчике (а) и приемнике (б)

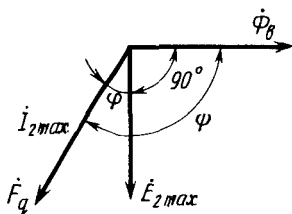


Рис. 7.21. Векторная диаграмма для ротора сельсина-приемника

исполнения, считая, что момент создается активной составляющей тока ротора.

Мгновенное значение синхронизирующего момента пропорционально произведению мгновенного значения $m_{\text{сн}} = C_1 \Phi_{\text{вм}} \sin \omega t F_q \sin(\omega t - \beta)$ на мгновенное значение $F_q = 1,5 F_{2\text{max}} \sin \theta$ угла, учитывая, что $F_q = 1,5 F_{2\text{max}} \sin \theta$, или, учитывая, что $F_q = 1,5 F_{2\text{max}} \sin \theta$, получим

$$m_{\text{сн}} = C_2 \Phi_{\text{вм}} F_{2\text{max}} \sin \theta [\cos \beta - \cos(2\omega t - \beta)],$$

где C_1 и C_2 — постоянные.

Следовательно, при заданном угле рассогласования θ синхронизирующий момент изменяется в соответствии с изменением угла ωt .

Среднее значение синхронизирующего момента

$$M_{\text{сн}} = C_1 \Phi_{\text{вм}} F_q \cos \beta = C_2 \Phi_{\text{вм}} F_{2\text{max}} \sin \theta \sin \psi_2.$$

Принимая $\sin \psi_2 = \text{const}$ и обозначая $C_2 \Phi_{\text{вм}} F_{2\text{max}} \sin \psi_2 = M_{\text{max}}$, получаем

$$M_{\text{сн}} = M_{\text{max}} \sin \theta. \quad (7.47)$$

Таким образом, среднее значение синхронизирующего момента пропорционально синусу угла рассогласования (рис. 7.22, а). Для того чтобы сельсины обладали свойствами самосинхронизации в пределах одного оборота, их обычно выполняют двухполюсными; при этом геометрический угол поворота ротора θ соответствует «электрическому» углу. Из рассмотрения рис. 7.22, а следует, что синхронизирующий момент равен нулю при углах рассогласования $\theta = 0$ и $\theta = 180^\circ$, т. е. в рассматриваемой системе передачи угла при изменении угла рассогласования на 360° имеются две точки согласованного положения роторов датчика и приемника. Однако в действительности согласованное положение соответствует углу $\theta = 0$, так как при $\theta = 180^\circ$ наблюдается неустойчивое равновесие: при малейшем отклонении ротора в ту или иную сторону от этой точки возникает синхронизирующий момент, стремящийся ликвидировать угол рассогласования θ и сделать его равным нулю.

Как следует из (7.47), максимальный синхронизирующий момент M_{max} зависит от произведения $F_{2\text{max}} \sin \psi_2$. Так как $F_{\text{max}} = 0,9 E_{2\text{max}} w_2 k_{\text{об2}} / Z_2$, а $\sin \psi_2 = X_2 / Z_2$, то момент

$$M_{\text{max}} = A \Phi_{\text{вм}} E_{2\text{max}} X_2 / Z_2^2 = B U_{\text{в}}^2 X_2 / (R_2^2 + X_2^2), \quad (7.48)$$

где A и B — постоянные; U_v — напряжение, подаваемое на обмотку возбуждения сельсинов; Z_2 , R_2 , X_2 — суммарные полное, активное и индуктивное сопротивления последовательно включенных фаз датчика и приемника (для сельсинов с явно выраженными полюсами берутся значения Z_2 , R_2 и X_2 , приведенные к поперечной оси сельсина).

Взяв производную момента $M_{\max}$ по X_2 и приравняв ее нулю, можно определить, что при $X_2 = R_2$ этот момент имеет наибольшее значение.

Синусоидальная зависимость синхронизирующего момента от угла рассогласования (рис. 7.22, а) наблюдается лишь в том случае, если индуктивные сопротивления обмоток ротора по продольной и поперечной осям равны: $X_{2d} = X_{2q}$, т. е. при наличии магнитной симметрии контура, по которому замыкается переменный поток ротора.

В сельсинах с неявно выраженными полюсами магнитная симметрия для переменного потока нарушается из-за того, что продольный поток сцеплен с обмоткой возбуждения, включенной в сеть с небольшим сопротивлением. Вследствие этого в сельсинах с неявно выраженными полюсами $X_{2d} < X_{2q}$, и кривая синхронизирующего момента несколько изменяется по сравнению с идеализированными условиями (рис. 7.22, б, кривая 1). Она имеет максимум при углах рассогласования, больших 90° (кривая 2). Чтобы увеличить синхронизирующий момент при малых углах рассогласования, сельсины, предназначенные для работы в индикаторном режиме, выполняют, как правило, с явно выраженными полюсами, на которых располагают сосредоточенную обмотку возбуждения. В результате проводимость по продольной оси повышается, и максимум синхронизирующего момента достигается при угле, меньшем 90° (кривая 3), так как в этом случае $X_{2d} > X_{2q}$. Физически это объясняется тем, что в машине имеются дополнительные вращающие моменты, стремящиеся поставить ротор в положение, при котором его потокосцепления максимальны.

Важная характеристика сельсина — удельный синхронизирующий момент (момент, приходящийся на 1° угла рассогласования):

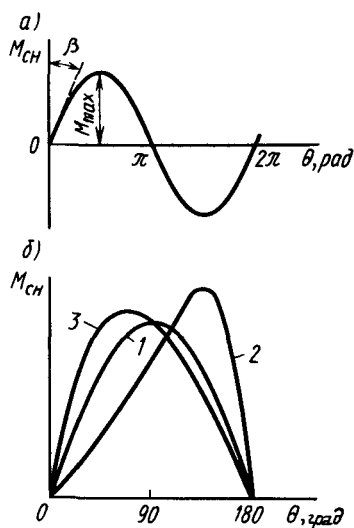


Рис. 7.22. Зависимости синхронизирующего момента от угла рассогласования

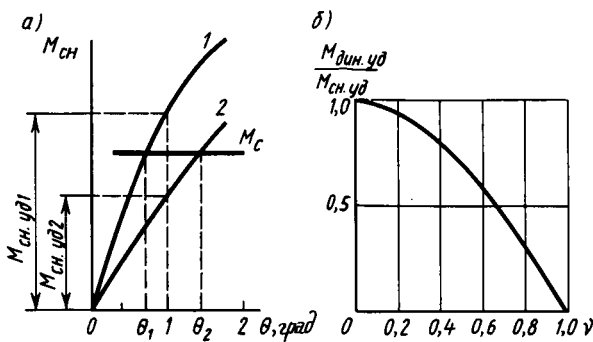


Рис. 7.23. Зависимости синхронизирующего момента от угла рассогласования при различных значениях $M_{сн.уд}$ и отношения $M_{дин.уд}$ от относительной частоты вращения ротора

$$M_{сн.уд} = M_{max} \sin 1^\circ = 0,0175 M_{max}. \quad (7.49)$$

Момент $M_{сн.уд}$ пропорционален тангенсу угла наклона β характеристики $M_{сн} = f(\theta)$ в ее начальной части (см. рис. 7.22, а). Чем больше значения $M_{сн.уд}$, тем меньший угол рассогласования требуется для преодоления момента, возникающего от сил сопротивления, действующих на ротор, и, следовательно, тем меньше статическая погрешность сельсина. На рис. 7.23, а показаны кривые 1 и 2 изменения синхронизирующего момента для двух сельсинов-приемников, имеющих различные удельные синхронизирующие моменты. При одинаковом моменте сопротивления M_c погрешность θ_1 сельсина с большим удельным синхронизирующим моментом $M_{сн.уд1}$ меньше погрешности θ_2 сельсина с меньшим $M_{сн.уд2}$.

При работе сельсинов в режиме непрерывного вращения кроме рассмотренных трансформаторных ЭДС в фазах обмоток роторов датчика и приемника возникают ЭДС вращения, которые по мере роста частоты вращения n снижают синхронизирующий момент. Удельный динамический синхронизирующий момент $M_{дин.уд}$ в режиме вращения можно определить, используя метод симметричных составляющих. Однако в практических расчетах при частотах вращения, не превышающих 20% от синхронной частоты $n_1 = 60f_1/p$, часто используют эмпирическую формулу

$$M_{дин.уд} = M_{сн.уд} \cos(\pi v/2), \quad (7.50)$$

где $v = n/n_1$ — относительная частота вращения ротора сельсина.

На рис. 7.23, б показана зависимость отношения $M_{дин.уд}/M_{сн.уд}$ от относительной частоты вращения v . Обычно

при $v=0,1...0,2$ динамической синхронизирующий момент $M_{\text{дин}} \approx M_{\text{сн}}$. Поэтому, если требуется осуществить синхронное вращение при больших абсолютных значениях частоты вращения, то обмотку возбуждения целесообразно питать от источника переменного тока повышенной частоты (чтобы относительная частота вращения v была небольшой).

§ 7.9. ПОГРЕШНОСТИ СЕЛЬСИНОВ И СПОСОБЫ ИХ УСТРАНЕНИЯ

Погрешность при работе сельсинов в индикаторном и трансформаторном режимах вызывается электрической, магнитной и механической асимметрией датчика и приемника, обусловленной технологическими причинами, влиянием высших гармонических в кривой МДС ротора, сопротивлением линии связи, изменением напряжения питающей сети. Кроме того, при работе сельсинов в трансформаторном режиме на точность отработки угла значительно влияет ток нагрузки в выходной обмотке, а при работе в индикаторном режиме — тормозной момент на валу приемника.

Технологические причины погрешностей можно устранить при изготовлении сельсинов, обеспечив высокую точность штамповки листов ротора и статора, а также сборки их пакетов; строгую concentricность цилиндрических поверхностей ротора и статора (равномерность воздушного зазора), тщательную балансировку ротора и пр.

Высшие гармонические в кривой МДС ротора можно уменьшить путем применения синусных (точных) обмоток, делая скос пазов и выбирая благоприятные соотношения между полюсной дугой и зубцовым делением.

При работе сельсинов в трансформаторном режиме весьма важно, чтобы при $\theta=0$ остаточное напряжение в выходной обмотке (нулевой сигнал) было мало. В современных сельсинах благодаря высокому качеству изготовления и использованию точных обмоток нулевой сигнал уменьшают до 0,2...0,3%.

В индикаторном режиме точность сельсина-приемника характеризуется погрешностью $\Delta\theta$, которая определяется как полусумма максимального положительного $\Delta\theta_{\text{max1}}$ и отрицательного $\Delta\theta_{\text{max2}}$ отклонений ротора приемника от согласованного с ротором датчика положения за один оборот:

$$\Delta\theta = 0,5(\Delta\theta_{\text{max1}} + \Delta\theta_{\text{max2}}).$$

Погрешность $\Delta\theta$ определяется путем поворота ротора датчика на 360° сначала в направлении вращения часовой стрелки, а затем — в обратном направлении. В зависимости от класса точности сельсина-приемника погрешность не должна превышать 30...90 уг. мин.

Удельный синхронизирующий момент сельсинов-приемников, работающих в индикаторном режиме, для машин различных мощностей составляет $(0,1...5)10^{-3}$ Н·м/град; момент сопротивления контактных сельсинов — $(0,3...10) \times 10^{-3}$ Н·м; добротность, т.е. отношение удельного синхронизирующего момента к моменту сопротивления, — $0,3...1,5$; время успокоения, в течение которого останавливается ротор приемника после рассогласования на $\pm 179^\circ$, — $0,5...1,5$ с. Точность сельсинов-датчиков определяют так же, как и при работе их в трансформаторном режиме.

Точность сельсинов-датчиков, а также сельсинов-приемников, предназначенных для работы в трансформаторном режиме, определяют по ошибке асимметрии — отклонению фактических положений ротора, в которых ЭДС обмотки фаз синхронизации равны нулю, от теоретических (отстоящих друг от друга на 180°). Ошибки находят для каждой из трех фаз. Погрешность подсчитывают как полусумму максимальных положительных и отрицательных отклонений; в зависимости от класса точности она не должна превышать $1...30$ уг. мин. Для работы сельсина-приемника в трансформаторном режиме большое значение имеет удельное выходное напряжение (напряжение при угле рассогласования, равном 1°); значение его составляет $0,5...2$ В/град.

§ 7.10. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ СЕЛЬСИНЫ

Дифференциальный сельсин используют в тех случаях, когда требуется поворачивать ведомую ось O_2 на угол, равный сумме или разности углов поворота двух ведущих осей O_1 и O'_1 (рис. 7.24). При этом с ведущими осями механически связаны два сельсина-датчика $Д1$ и $Д2$, а с ведомой осью — дифференциальный сельсин $ДС$. Сельсины-датчики выполнены обычно, т.е. имеют однофазную обмотку возбуждения и трехфазную обмотку синхронизации. Конструкция дифференциального сельсина подобна конструкции трехфазного асинхронного двигателя: он имеет на

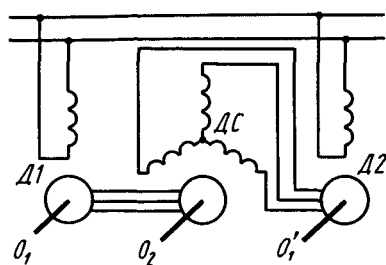


Рис. 7.24. Схема включения дифференциального сельсина

статоре и роторе по три распределенных обмотки, оси которых сдвинуты на 120° ; обмотка статора присоединена к обмотке синхронизации датчика $Д2$, а обмотка ротора — к обмотке синхронизации датчика $Д1$.

В рассматриваемой схеме при любых углах поворота θ_1 и θ_2 роторов датчиков $Д1$ и $Д2$ в цепях обмоток син-

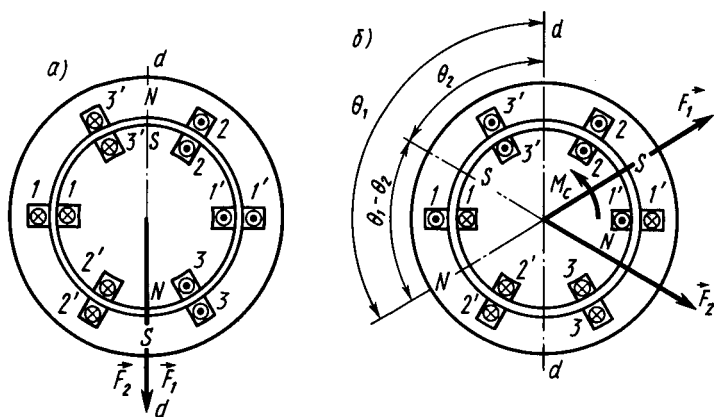


Рис. 7.25. Векторы МДС ротора и статора в дифференциальном сельсине при повороте роторов датчиков

хронизации проходят токи, определяемые ЭДС, индуцированными в фазах соответствующих обмоток. В дифференциальном сельсине ДС, являющемся приемником, эти токи создают МДС статора F_1 и МДС ротора F_2 , которые, так же как при работе сельсинов в трансформаторном режиме, смещены относительно оси первой фазы статора и ротора (от которой ведется отсчет) соответственно на углы θ_1 и θ_2 .

Если $\theta_1 = \theta_2$, векторы МДС статора и ротора занимают одинаковые положения в пространстве, при этом между статором и ротором существуют только радиальные силы притяжения (рис. 7.25, а). При $\theta_1 \neq \theta_2$ (рис. 7.25, б) между векторами МДС ротора и статора образуется угол $\theta = \theta_1 \mp \theta_2$ (знак «-» при повороте роторов датчиков в одну сторону и «+» при повороте роторов датчиков в противоположные стороны). В результате этого появляется синхронизирующий момент M_c под действием которого ротор дифференциального сельсина поворачивается в сторону оси МДС статора F_1 , т. е. происходит отработка угла θ .

§ 7.11. МАГНЕСИНЫ

Магнесины — миниатюрные бесконтактные сельсины, применяемые в системах передачи угла при весьма малых моментах сопротивления на валу приемника (индикаторный режим) и малом расстоянии между датчиком и приемником.

Устройство. Статор магнесина выполняют из листового пермаллоя в виде тороида (рис. 7.26), на котором намотана спиральная обмотка, подключенная к сети переменного тока. Эта обмотка имеет два вывода — б и в, расположенных

под углом 120° друг к другу и к точкам a , в которых подключены питающие провода. Линия связи (одним из ее каналов является питающая сеть) соединяет одноименные точки a , b и v обмоток статора датчика и приемника. Ротор магнесина представляет собой постоянный магнит цилиндрической формы, намагниченный по диаметру.

Принцип действия. При питании обмотки статора переменным током, изменяющимся с частотой f_1 , возникает переменный магнитный поток возбуждения Φ_v , замыкающийся по тороиду. Пермаллой, из которого изготовлен тороид, резко изменяет свою магнитную проницаемость при подмагничивании, так как он имеет весьма малую коэрцитивную силу (узкую петлю гистерезиса). Поэтому магнитная проводимость Λ_m тороида зависит только от абсолютной величины потока Φ_v и изменяется с двойной частотой $2f_1$, достигая наибольшего и наименьшего значений соответственно при Φ_v , равном нулю и положительному и отрицательному максимумам (рис. 7.27). Так как МДС ротора F_2 , создаваемая постоянным магнитом, неизменна во времени, то поток ротора Φ_2 изменяется в соответствии с изменением Λ_m , т. е. пульсирует с двойной частотой $2f_1$. В результате на участках ab , bv и va (см. рис. 7.26) обмотки статора индуцируются ЭДС E_1 , изменяющиеся с частотой $2f_1^*$. Значения этих ЭДС зависят от положения ротора относительно указанных участков; суммарная ЭДС по всему контуру обмотки в любой момент времени равна нулю.

Если датчик и приемник находятся в согласованном положении, то по проводам линии связи ток не проходит, так как соединяемые этими проводами точки обмоток приемника и датчика являются эквипотенциальными относительно как основной ЭДС, имеющей частоту f_1 , так и ЭДС двойной частоты. Однако при рассогласовании, когда роторы приемника и датчика занимают различные положения, ЭДС двойной частоты, индуцируемые на одноименных участках обмоток приемника и датчика, различны и по ним проходят токи частоты $2f_1$. Эти токи, взаимодействуя с пульсирующим потоком Φ_2 ротора, создают синхронизирующие моменты, стремящиеся повернуть роторы датчика и приемника в согласованное положение. Относительно ЭДС основной частоты точки a , b и v датчика и приемника остаются эквипотенциальными в любых положениях ротора, так как поток возбуждения Φ_v замыкается по тороиду, минуя ротор.

* На рис. 7.27 показаны графики изменения потоков Φ_v и Φ_2 , магнитной проводимости Λ_m и ЭДС E_1 в предположении, что все они являются синусоидальными функциями времени. В действительности кривые Φ_2 , Λ_m и E_1 будут содержать значительные высшие гармонические, вызванные нелинейностью кривой намагничивания тороида.

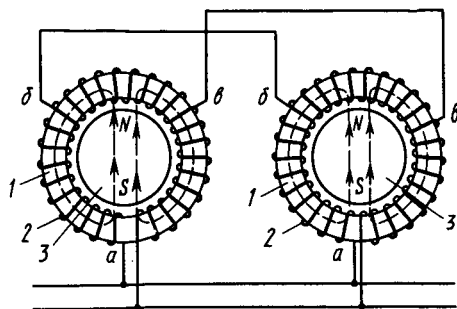


Рис. 7.26. Схема включения магнесинов:
1—ториды; 2—обмотка статора; 3—ротор

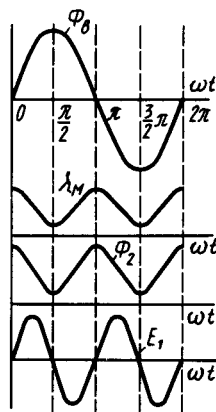


Рис. 7.27. Графики изменения во времени потоков Φ_δ и Φ_2 , магнитной проводимости λ тороида и ЭДС E_1 в обмотке статора

Магнесины, как и сельсины, обладают свойством самосинхронизации в пределах одного оборота, так как роторы их поляризованы. Удельный синхронизирующий момент у них мал, но из-за незначительных массы и инерции ротора магнесины позволяют на небольших расстояниях передавать угол со сравнительно малой погрешностью (1...2,5°).

§ 7.12. ТРЕХФАЗНЫЕ СЕЛЬСИНЫ

В схеме синхронной связи, выполненной на трехфазных сельсинах (рис. 7.28) в качестве датчика D и приемника P используются два обычных асинхронных двигателя с фазными роторами. Обмотки статора подключают к общей трехфазной сети переменного тока, а обмотки ротора соединяют друг с другом через контактные кольца.

Принцип действия. При подключении обмоток статора датчика и приемника к сети в сельсинах возникает круговое вращающееся поле, которое индуцирует в одной из фаз ротора датчика ЭДС $e_d = E_m \sin(\omega t \pm \theta_d)$, а в одноименной фазе ротора приемника ЭДС $e_n = E_m \sin(\omega t \pm \theta_n)$, где θ_d и θ_n —углы, образуемые осями одноименных фаз ротора и статора для датчика и приемника.

Знак «+» ставится, если ротор датчика или приемника повернут навстречу вращающемуся полю, а «—»—если ротор датчика или приемника повернут в направлении поля.

При согласованном положении ведущей O_1 и ведомой O_2 осей, когда углы поворота роторов датчика и приемника

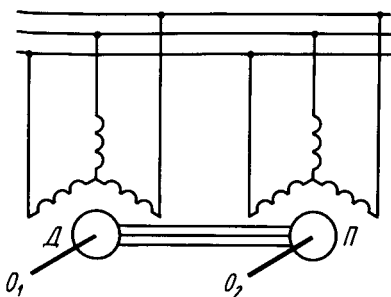


Рис. 7.28. Схема включения трехфазных сельсинов

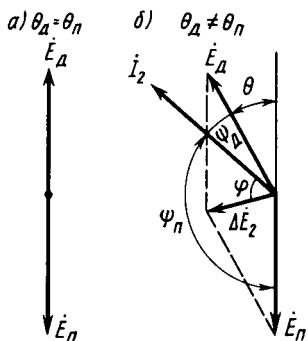


Рис. 7.29. Векторная диаграмма для роторной цепи трехфазных сельсинов при отсутствии (а) и наличии (б) рассогласования

равны, ЭДС E_d и E_n , индуцированные в одноименных фазах роторов, равны и направлены встречно (рис. 7.29, а), вследствие чего по обмоткам роторов ток не проходит. При этом синхронизирующий момент $M_{сн}=0$.

При появлении угла рассогласования $\theta = \theta_d - \theta_n$ в контуре одноименных фаз обмотки ротора возникает сумма ЭДС $\Delta \dot{E}_2 = \dot{E}_d + \dot{E}_n$ (рис. 7.29, б), которая создает уравнивающий ток

$$I_2 = \Delta \dot{E}_2 / (Z_{2d} + Z_{2n}) = \Delta \dot{E}_2 / Z_2.$$

Этот ток отстает от вектора $\Delta \dot{E}_2$ на угол φ , тангенс которого $\operatorname{tg} \varphi = X_2 / R_2$. При взаимодействии уравнивающего тока I_2 с магнитным потоком Φ в датчике и приемнике возникают синхронизирующие моменты $M_{сн.д} = c \Phi_m I_2 \cos \psi_d$; $M_{сн.п} = c \Phi_m I_2 \cos \psi_n$, где ψ_d и ψ_n — углы сдвига фаз между током ротора и ЭДС датчика и приемника.

Если ротор датчика повернут относительно ротора приемника на положительный угол θ , то в датчике активная составляющая тока I_2 совпадает с ЭДС (рис. 7.29, б). При этом синхронизирующий момент действует на ротор датчика в направлении вращения магнитного поля и стремится повернуть его в исходное положение. В роторе приемника активная составляющая тока I_2 противоположна по фазе ЭДС E_n , поэтому синхронизирующий момент стремится повернуть ротор приемника против направления вращения поля так, чтобы он занял согласованное с ротором датчика положение.

Одним из существенных недостатков трехфазных сельсинов является то, что синхронизирующие моменты в датчике и приемнике различны, так как различны углы ψ_d и ψ_n , а следовательно, и активные составляющие тока I_2 . При

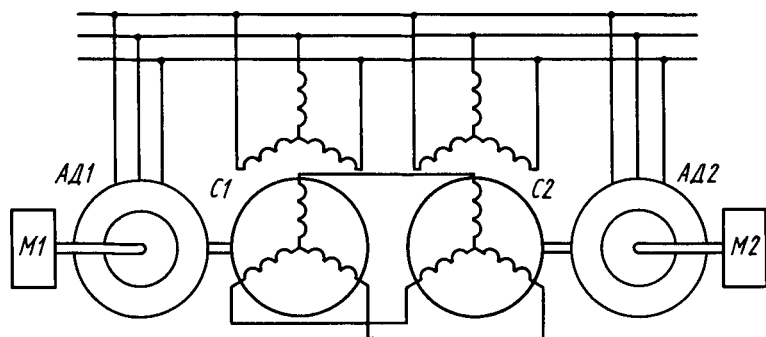


Рис. 7.30. Схема электрического вала

этом кривая $M_{\text{сн}} = f(\theta)$ имеет несимметричный характер, зависящий от направления вращения ротора. В результате точность передачи угла в схемах, выполненных на трехфазных сельсинах, также зависит от направления вращения ротора датчика.

Другой существенный недостаток трехфазных сельсинов — необходимость иметь трехфазный источник питания, поэтому трехфазные сельсины применяют обычно только для синхронного вращения машин большой мощности.

Схема электрического вала. На рис. 7.30 показана схема включения трехфазных сельсинов, называемая *электрическим валом*. В этой схеме рабочие механизмы $M1$ и $M2$ приводятся во вращение мощными асинхронными двигателями $АД1$ и $АД2$. С ними спарены вспомогательные двигатели $C1$ и $C2$ (сельсины), соединенные между собой линией связи. При синхронном вращении валов ток в роторах сельсинов отсутствует. При наличии рассогласования в сельсинах возникают синхронизирующие моменты, один из которых увеличивает момент на валу отставшего механизма, а второй тормозит вал механизма, работающего с опережением. Вследствие этого система снова приходит в согласованное положение. Мощность вспомогательных асинхронных двигателей (сельсинов) обычно составляет 10...15% от мощности основных двигателей.

§ 7.13. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВРАЩАЮЩИХСЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ В СИСТЕМЕ ДИСТАНЦИОННОЙ ПЕРЕДАЧИ УГЛА

В ряде случаев для дистанционной передачи угла вместо сельсинов целесообразно применять вращающиеся трансформаторы, так как это позволяет уменьшить погрешности передачи (вращающиеся трансформаторы — машины более точные, чем сельсины). Кроме того, при этом представляется возможным использовать вращающийся

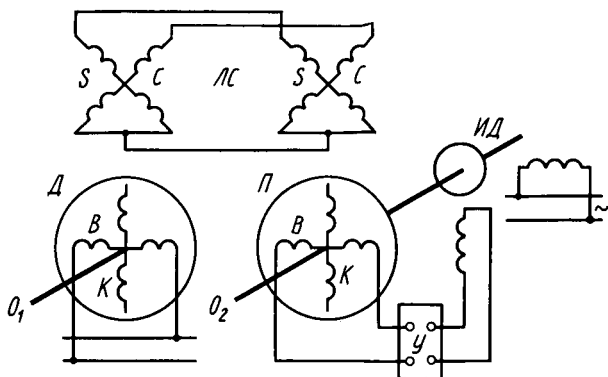


Рис. 7.31. Схема включения вращающихся трансформаторов в системе синхронной связи

трансформатор одновременно как в качестве элемента дистанционной передачи, так и синусно-косинусного элемента вычислительных устройств.

Принципиальная схема дистанционной передачи угла на вращающихся трансформаторах (рис. 7.31) подобна схеме включения сельсинов при работе их в трансформаторном режиме (см. рис. 7.14). Ротор трансформатора-датчика $Д$ механически связан с ведущей осью O_1 , ротор трансформатора-приемника $П$ — с ведомой осью O_2 и валом исполнительного двигателя $ИД$. Обмотки возбуждения $В$ датчика и приемника расположены на роторах. Одна из них (датчика) подключена к сети однофазного тока, от другой (приемника) получает питание через усилитель $У$ обмотка управления исполнительного двигателя $ИД$. Синусные и косинусные обмотки датчика и приемника расположены на статорах и соединены между собой трехпроводной линией связи.

При повороте ведущей оси и ротора датчика $Д$ на некоторый угол θ_d в обмотках его статора индуцируются ЭДС, пропорциональные синусу и косинусу угла θ_d . В результате по линии связи и по обмоткам статора приемника проходят соответствующие токи, при этом на зажимах обмотки возбуждения приемника возникает выходное напряжение. Это напряжение подается через усилитель $У$ на обмотку управления исполнительного двигателя $ИД$, который поворачивает ведомую ось O_2 совместно с ротором приемника $П$. Когда ротор приемника поворачивается на угол $\theta_n = \theta_d$, напряжение на выходе обмотки возбуждения приемника становится равным нулю и поворот ротора датчика совместно с ведомой осью O_2 прекращается. Таким образом, в рассматриваемой передаче создаются такие же условия работы, как и при трансформаторном режиме однофазных сельсинов.

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

§ 8.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ
СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Синхронные машины используют главным образом в качестве источников электрической энергии переменного тока; их устанавливают на мощных тепловых, гидравлических и атомных электростанциях, а также на передвижных электростанциях и транспортных установках (тепловозах, автомобилях, самолетах). Конструкция синхронного генератора определяется в основном типом привода. В зависимости от этого различают турбогенераторы, гидрогенераторы и дизель-генераторы. Турбогенераторы приводятся во вращение паровыми или газовыми турбинами, гидрогенераторы — гидротурбинами, дизель-генераторы — двигателями внутреннего сгорания. Синхронные машины широко используют и в качестве электродвигателей при мощности 100 кВт и выше для привода насосов, компрессоров, вентиляторов и других механизмов, работающих при постоянной частоте вращения. Для генерирования или потребления реактивной мощности с целью улучшения коэффициента мощности сети и регулирования ее напряжения применяют синхронные компенсаторы.

В электробытовых приборах (магнитофонах, проигрывателях, киноаппаратуре) и системах управления широко применяются различные синхронные микромашины — с постоянными магнитами, индукторные, реактивные, гистерезисные, шаговые.

В 1876 г. русский ученый *П. Н. Яблочков* разработал несколько образцов многофазных синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением и электрически не связанными фазами, предназначенных для питания созданных им дуговых электрических ламп (свечи Яблочкова). Первый трехфазный синхронный генератор изобрел известный русский электротехник *М. О. Доливо-Добровольский*. Этот генератор имел мощность 230 кВт·А, приводился во вращение от гидротурбины и обеспечивал электроснабжение международной электротехнической выставки в г. Франкфурте в 1891 г. по четырехпроводной электрической линии трехфазного тока.

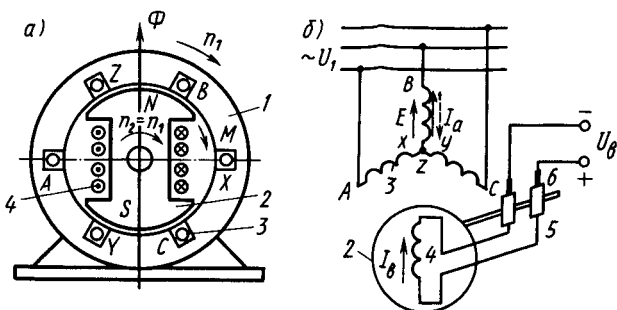


Рис. 8.1. Электромагнитная схема синхронной машины (а) и схема ее включения (б)

Основная электромагнитная схема синхронных машин с тех пор оставалась неизменной, но усовершенствовались их конструктивное выполнение и возросли электромагнитные нагрузки, что позволило значительно улучшить массогабаритные и энергетические показатели и нагрузочную способность синхронных машин. Особенно большие выгоды в этом отношении дало применение в крупных машинах водородного и водяного охлаждения.

В разработке теории синхронных машин и совершенствовании их конструкции важная роль принадлежит советским ученым *А. Е. Алексееву, А. А. Гореву, Р. А. Лютеру, М. П. Костенко, В. А. Толвинскому* и др. Синхронные генераторы большой мощности разрабатывались на основе работ *А. И. Бертинова, А. И. Глебова, Д. Е. Ефремова, В. В. Романова, И. Д. Урусова, Г. М. Хуторецкого* и др.

В настоящее время советской электропромышленностью для тепловых и атомных электростанций разработана и выпускается серия унифицированных турбогенераторов мощностью 63, 125, 320, 500 и 800 МВт и уникальные турбогенераторы мощностью 1000 МВт для атомных и 1200 МВт для тепловых электростанций. Для гидроэлектростанций созданы гидрогенераторы мощностью 350, 590 и 640 МВт, а также обратимые генераторы-двигатели для гидроаккумулирующих электростанций мощностью 200...300 МВт. Для высоковольтных линий электропередачи выпускаются синхронные компенсаторы мощностью до 350 МВ·А. Планируется начать разработки турбогенераторов мощностью 1600...2000 МВт и гидрогенераторов мощностью 1000 МВт.

Принцип действия. Статор 1 синхронной машины (рис. 8.1, а) выполнен так же, как и асинхронной: на нем расположена трехфазная (в общем случае многофазная) обмотка 3. Обмотку ротора 4, питаемую от источника постоянного тока, называют *обмоткой возбуждения*, так как она создает в машине магнитный поток возбуждения. Вращающуюся

обмотку ротора соединяют с внешним источником постоянного тока посредством контактных колец 5 и щеток 6 (рис. 8.1, б). При вращении ротора 2 с некоторой частотой n_2 поток возбуждения пересекает проводники обмотки статора и индуцирует в ее фазах переменную ЭДС E , изменяющуюся с частотой

$$f_1 = pn_2/60. \quad (8.1)$$

Если обмотку статора подключить к какой-либо нагрузке, то проходящий по этой обмотке многофазный ток I_a создает вращающееся магнитное поле, частота вращения которого

$$n_1 = 60f_1/p. \quad (8.2)$$

Из (8.1) и (8.2) следует, что $n_1 = n_2$, т. е. что ротор вращается с той же частотой, что и магнитное поле статора. Поэтому рассматриваемую машину называют *синхронной*. Результирующий магнитный поток $\Phi_{\text{рез}}$ синхронной машины создается совместным действием МДС обмотки возбуждения и обмотки статора, и *резльтирующее магнитное поле вращается в пространстве с той же частотой, что и ротор*.

В синхронной машине обмотку, в которой индуцируется ЭДС и проходит ток нагрузки, называют *обмоткой якоря*, а часть машины, на которой расположена обмотка возбуждения,— *индуктором*. Следовательно, в приведенной машине (рис. 8.1) статор является якорем, а ротор—индуктором. Для принципа действия и теории работы машины не имеет значения—вращается якорь или индуктор, поэтому в некоторых случаях применяют синхронные машины с обращенной конструктивной схемой: обмотку якоря, к которой подключают нагрузку, располагают на роторе, а обмотку возбуждения, питаемую постоянным током,—на статоре. Такую машину называют *обращенной*. Обращенные машины имеют сравнительно небольшую мощность, так как у них затруднен отбор мощности от обмотки ротора.

Синхронная машина может работать автономно в качестве генератора, питающего подключенную к ней нагрузку, или параллельно с сетью, к которой присоединены другие генераторы. При работе параллельно с сетью она может отдавать или потреблять электрическую энергию, т. е. работать генератором или двигателем. При подключении обмотки статора к сети с напряжением U и частотой f_1 проходящий по обмотке ток создает, так же как в асинхронной машине, вращающееся магнитное поле, частота вращения которого определяется по (8.2). В результате взаимодействия этого поля с током I_a , проходящим по обмотке ротора, создается электромагнитный момент M , который при работе машины в двигательном режиме является вращающим, а при работе

в генераторном режиме — тормозным. В рассматриваемой машине в отличие от асинхронной поток возбуждения (холостого хода) создается обмоткой постоянного тока, расположенной обычно на роторе. В установившемся режиме ротор неподвижен относительно магнитного поля и вращается с частотой вращения $n_1 = n_2$ независимо от механической нагрузки на валу ротора или электрической нагрузки.

Таким образом, для установившихся режимов работы синхронной машины характерны следующие особенности:

а) ротор машины, работающей как в двигательном, так и в генераторном режимах, вращается с постоянной частотой, равной частоте вращающегося магнитного поля, т. е. $n_2 = n_1$;

б) частота изменения ЭДС E , индуцируемой в обмотке якоря, пропорциональна частоте вращения ротора;

в) в установившемся режиме ЭДС в обмотке возбуждения не индуцируется; МДС этой обмотки определяется только током возбуждения и не зависит от режима работы машины.

§ 8.2. УСТРОЙСТВО СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Синхронные машины выполняют с неподвижным или вращающимся якорем. Машины большой мощности для удобства отвода электрической энергии со статора или подвода ее выполняют с неподвижным якорем (рис. 8.2, а). Поскольку мощность возбуждения невелика по сравнению с мощностью, снимаемой с якоря (0,3...2%), подвод постоянного тока к обмотке возбуждения с помощью двух колец не вызывает особых затруднений. Синхронные машины небольшой мощности выполняют как с неподвижным, так и с вращающимся якорем. В обращенной синхронной машине с вращающимся якорем и неподвижным индуктором (рис. 8.2, б) нагрузка подключается к обмотке посредством трех колец.

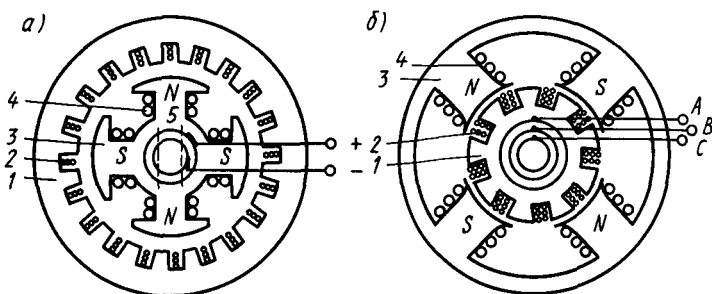


Рис. 8.2. Конструктивная схема синхронной машины с неподвижным (а) и вращающимся (б) якорем:

1 — якорь; 2 — обмотка якоря; 3 — полюсы индуктора; 4 — обмотка возбуждения

Конструкция ротора.

В синхронных машинах применяют две различные конструкции ротора: *неявнополюсную* — с неявно выраженными полюсами (рис. 8.3, а) и *явнополюсную* — с явно выраженными полюсами (рис. 8.3, б).

Двух- и четырехполюсные машины большой мощности, работающие при частоте вращения ротора 1500 и 3000 об/мин, изготовляют, как правило, с неявнополюсным ротором. Применение в них явнополюсного ротора невозможно по условиям обеспечения необходимой механической прочности крепления полюсов и обмотки возбуждения. Обмотку возбуждения в такой машине размещают в пазах сердечника ротора, выполненного из массивной стальной поковки, и укрепляют немагнитными клиньями. Лобовые части обмотки, на которые воздействуют значительные центробежные силы, крепят с помощью стальных массивных бандажей. Для получения приблизительно синусоидального распределения магнитной индукции обмотку возбуждения укладывают в пазы, занимающие $\frac{2}{3}$ полюсного деления.

Явнополюсный ротор обычно используют в машинах с четырьмя полюсами и более (рис. 8.4). Обмотку возбуждения в этом случае выполняют в виде цилиндрических катушек прямоугольного сечения, которые размещают на сердечниках полюсов и закрепляют с помощью полюсных наконечников. Ротор, сердечники полюсов и полюсные наконечники изготовляют из листовой стали.

В явнополюсных машинах полюсным наконечникам обычно придают такой профиль, чтобы воздушный зазор между полюсным наконечником и статором был минимальным под серединой полюса и максимальным у его краев, благодаря чему кривая распределения индукции в воздушном зазоре приближается к синусоиду.

В полюсных наконечниках синхронных двигателей с явнополюсным ротором размещают стержни *пусковой обмотки* (рис. 8.5), выполненной из материала с повышенным удельным электрическим сопротивлением (латуни). Такую же обмотку (типа «беличья клетка»), состоящую из медных стержней, применяют и в синхронных генераторах; ее называют *демпферной (успокоительной) обмоткой*, так как

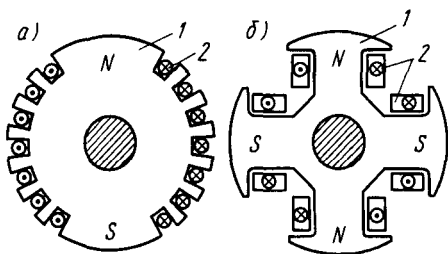


Рис. 8.3. Роторы синхронных неявнополюсной (а) и явнополюсной (б) машин: 1 — сердечник ротора; 2 — обмотка возбуждения

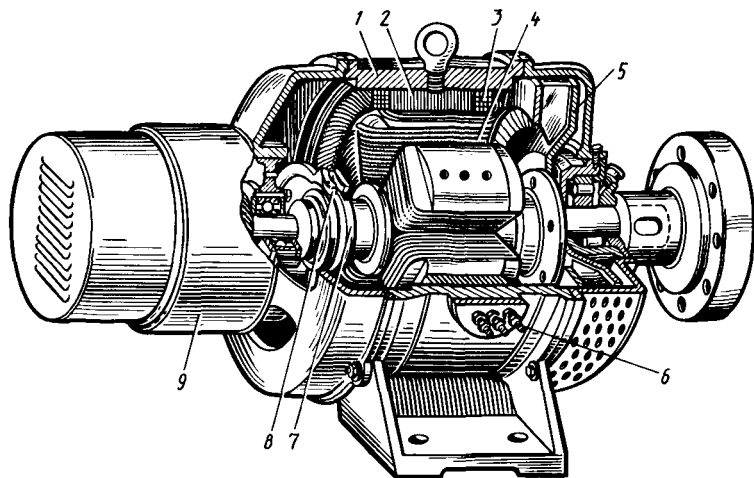


Рис. 8.4. Устройство явнополюсной машины:

1 — корпус; 2 — сердечник статора; 3 — обмотка статора; 4 — ротор; 5 — вентилятор; 6 — выводы обмоток; 7 — контактные кольца; 8 — щетки; 9 — возбудитель

она обеспечивает быстрое затухание колебаний ротора, возникающих в переходных режимах работы синхронной машины. Если синхронная машина выполнена с массивными полюсами, то при пуске и переходных режимах в них возникают вихревые токи, действие которых эквивалентно действию тока в короткозамкнутой обмотке.

Питание обмотки возбуждения. В зависимости от способа питания обмотки возбуждения различают системы независимого возбуждения и самовозбуждения.

При независимом возбуждении в качестве источника для питания обмотки возбуждения служит генератор постоянного тока (возбудитель), установленный на валу ротора синхронной машины (рис. 8.6, а), либо отдельный вспомогательный генератор, приводимый во вращение синхронным или асинхронным двигателем.

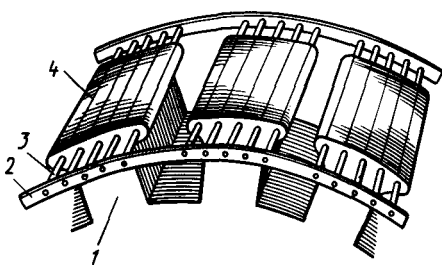


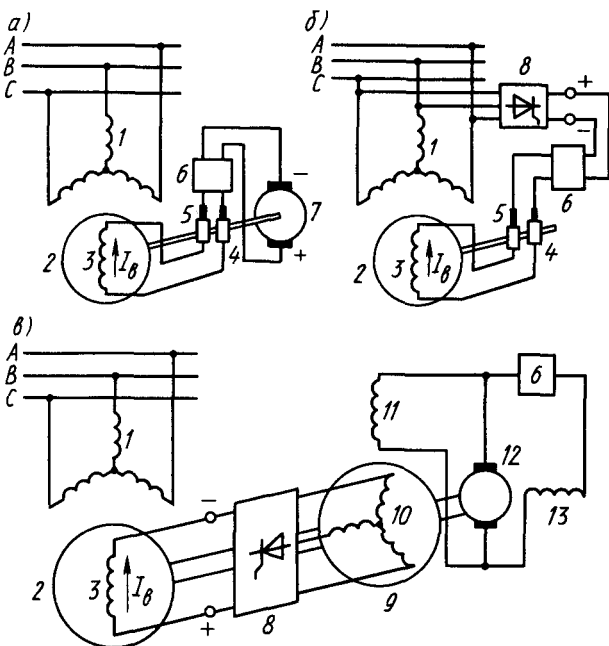
Рис. 8.5. Устройство пусковой обмотки в синхронных двигателях:

1 — полюсы ротора; 2 — короткозамыкающие кольца; 3 — стержни «беличьей клетки»; 4 — полюсные наконечники

При самовозбуждении обмотка возбуждения питается от обмотки якоря через управляемый или неуправляемый выпрямитель — обычно полупроводниковый (рис. 8.6, б). Мощность, необходимая для возбуждения, сравнительно не-

Рис. 8.6. Схемы возбуждения синхронной машины:

1 — обмотка якоря; 2 — ротор генератора; 3 — обмотка возбуждения; 4 — кольца; 5 — щетки; 6 — регулятор напряжения; 7 — возбудитель; 8 — выпрямитель; 9 — обмотка якоря возбудителя; 10 — ротор возбудителя; 11 — обмотка возбуждения возбудителя; 12 — подвозбудитель; 13 — обмотка возбуждения подвозбудителя



велика и составляет 0,3...3% от мощности синхронной машины.

В мощных генераторах кроме возбудителя обычно применяют *подвозбудитель* — небольшой генератор постоянного тока, служащий для возбуждения основного возбудителя. Основным возбудителем в этом случае может служить синхронный генератор совместно с полупроводниковым выпрямителем. Питание обмотки возбуждения через полупроводниковый выпрямитель, собранный на диодах или на тиристорах, широко применяют как в двигателях и генераторах небольшой и средней мощности, как и в мощных турбо- и гидрогенераторах (тиристорная система возбуждения). Регулирование тока возбуждения $I_{\text{в}}$ осуществляется автоматически специальными регуляторами возбуждения, однако в машинах небольшой мощности применяется регулировка и вручную реостатом, включенным в цепь обмотки возбуждения. При необходимости форсирования возбуждения генератора повышают напряжение возбудителя и увеличивают выходное напряжение выпрямителя.

В современных синхронных генераторах применяют так называемую бесщеточную систему возбуждения (рис. 8.6, в). При этом в качестве возбудителя используют синхронный генератор, у которого обмотка якоря расположена на роторе, а выпрямитель укреплен непосредственно на валу.

Обмотка возбуждения возбудителя получает питание от подвозбудителя, снабженного регулятором напряжения. При таком способе возбуждения в цепи питания обмотки возбуждения генератора отсутствуют скользящие контакты, что существенно повышает надежность системы возбуждения.

§ 8.3. РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ХОЛОСТОМ ХОДЕ

При холостом ходе магнитный поток генератора создается обмоткой возбуждения, причем он направлен по оси полюсов ротора и индуцирует в фазах обмотки якоря ЭДС.

Электродвижущая сила. Первая гармоническая E_0^* этой ЭДС определяется по той же формуле, что и первая гармоническая ЭДС для асинхронной машины:

$$E_0 = 4,44 f_1 w_a k_{о6а} \Phi_b, \quad (8.3)$$

где w_a и $k_{о6а}$ — число витков в фазе и обмоточный коэффициент обмотки якоря; Φ_b — поток первой гармонической магнитного поля возбуждения.

При небольших токах возбуждения магнитный поток мал и стальные участки магнитопровода машины не насыщены, вследствие чего их магнитное сопротивление незначительно. В этом случае магнитный поток практически определяется только магнитным сопротивлением воздушного зазора между ротором и статором, а характеристика холостого хода $E_0 = f(I_b)$, или в другом масштабе $\Phi = f(I_b)$, имеет вид прямой линии (рис. 8.7). По мере возрастания потока увеличивается магнитное сопротивление стальных участков магнитопровода. При индукции в стали более 1,7...1,8 Тл магнитное сопротивление стальных участков сильно возрастает и характеристика холостого хода становится нелинейной. Номинальный режим работы синхронных генераторов приблизительно соответствует «колену» кривой характеристики холостого хода; при этом коэффициент насыщения $k_{нас}$, т. е. отношение отрезков ab/ac , составляет 1,1...1,4.

В ряде случаев при рассмотрении работы синхронной машины для облегчения математического анализа не учитывают нелинейность кривой холостого хода, заменяя ее прямой линией. В качестве спрямленной характеристики принимают касательную к кривой холостого хода (прямая l на рис. 8.7) или прямую, проходящую через точку b , соответствующую рассматриваемому режиму работы, напри-

* Для обозначения потоков первых гармонических магнитного поля, основных гармонических ЭДС и токов в формулах и на векторных диаграммах применяются соответствующие буквенные символы без индекса «1».

мер номинальному напряжению (прямая 2). Характеристика 1 соответствует работе машины при отсутствии насыщения; характеристика 2 учитывает некоторое среднее насыщенное состояние магнитной цепи машины.

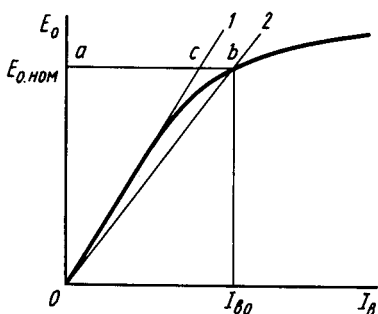


Рис. 8.7. Характеристика холостого хода синхронного генератора

В теории синхронной машины широко используют систему относительных единиц. Основные параметры машины (ток, напряжение, мощность, сопротивление) выражают в долях соответствующей базисной величины*. В качестве базисных единиц при построении характеристики холостого хода принимают номинальное напряжение $U_{ном}$ машины и ток возбуждения $I_{в0}$, при котором ЭДС $E_0 = U_{ном}$. При этом относительные значения ЭДС и тока возбуждения $E_{*0} = E_0 / U_{ном}$; $I_{в*} = I_{в} / I_{в0}$.

Характеристики холостого хода, построенные в относительных единицах для различных синхронных генераторов при одинаковых коэффициентах насыщения, совпадают (см. гл. 3). Поэтому характеристику холостого хода в относительных единицах можно принять единой для всех генераторов; для каждого конкретного генератора различие будет только в базисных единицах и коэффициентах насыщения.

Форма кривой напряжения. Напряжение, индуцированное в обмотке якоря при холостом ходе, должно быть практически синусоидальным. Согласно ГОСТу напряжение считается практически синусоидальным, если разность между ординатой действительной кривой напряжения и ординатой синусоиды в одной и той же точке для генератора мощностью до $1 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ не превышает 10%, а для генератора мощностью свыше $1 \text{ МВ} \cdot \text{А}$ — 5% от амплитуды основной синусоиды. Чтобы получить кривую напряжения, близкую к синусоидальной, желательно иметь в машине приблизительно синусоидальное распределение магнитного поля. Для этого в неявнополусных машинах обмотку возбуждения распределяют так, чтобы были уменьшены амплитуды МДС высших гармонических (см. гл. 4). В явнополусных машинах это достигается путем увеличения зазора под краями полюсных наконечников. Обмотку якоря выполняют распределенной ($q = 4 \dots 6$) с укороченным шагом ($y \approx 0,8$). Чтобы исключить третьи гармонические токи и уменьшить потери

* Для обозначения величин в относительных единицах используют те же буквенные символы, но со звездочками.

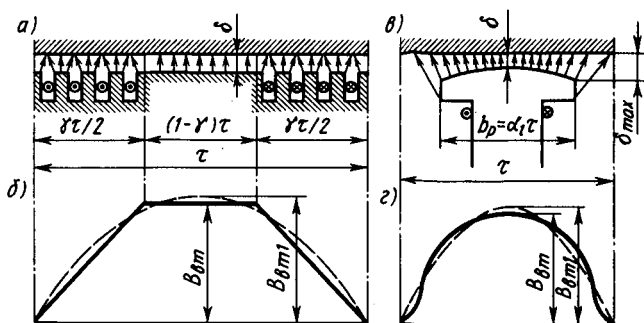


Рис. 8.8. Магнитное поле обмотки возбуждения в воздушном зазоре неявнополюсной (а, б) и явнополюсной (в, г) машин

мощности в машине, обмотку якоря в трехфазных генераторах соединяют по схеме Y . При этом отсутствуют третьи гармонические в линейных напряжениях. Подавление третьих гармонических в кривой фазного напряжения путем укорочения шага обмотки нерационально, так как при $\gamma = 0,66\tau$ существенно уменьшается первая гармоническая. Указанные меры позволяют получить на выходе машины практически синусоидальную ЭДС, поэтому при дальнейшем рассмотрении теории синхронной машины можно учитывать поток только первой гармонической магнитного поля и соответствующую гармоническую ЭДС. Поток первой гармонической магнитного поля возбуждения Φ_v называют *поток возбуждения* или *поток взаимной индукции*.

Магнитное поле возбуждения. Магнитное поле, созданное обмоткой возбуждения, характеризуется рядом коэффициентов, посредством которых реальное распределение индукции в воздушном зазоре приводится к синусоидальному. К числу этих коэффициентов относятся:

коэффициент формы кривой поля возбуждения $k_v = B_{vm1}/B_{vm}$ — отношение амплитуды первой гармонической B_{vm1} индукции поля возбуждения в воздушном зазоре к амплитуде B_{vm} действительного распределения этой индукции;

коэффициент потока возбуждения $k_\Phi = \Phi/\Phi_v$ — отношение потока Φ , созданного обмоткой возбуждения в воздушном зазоре, к потоку первой гармонической Φ_v этого поля (поток взаимной индукции).

На рис. 8.8, а, б показано распределение магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре в пределах одного полюсного деления для неявнополюсной машины. На одно полюсное деление ротора приходится значительное число пазов (20...40), поэтому можно принять, что распределение индукции в воздушном зазоре вдоль окружности якоря

(сплошная линия) имеет трапецеидальный характер. При таком распределении коэффициенты k_b и k_Φ зависят только от относительной длины γ обмотанной части полюсного деления ротора τ , т. е. от коэффициента полюсного перекрытия $\alpha_i = 1 - 0,5\gamma$.

В неявнополюсных синхронных машинах коэффициент $\gamma = 0,65 \dots 0,80$. В этом случае (при отсутствии насыщения) $k_b = 1,065 \dots 0,965$, а $k_\Phi = 0,995 \dots 0,975$.

На рис. 8.8, в, г показано распределение магнитного поля возбуждения в воздушном зазоре в пределах одного полюсного деления для явнополюсной машины.

При проектировании явнополюсных синхронных машин стремятся, чтобы кривая распределения поля возбуждения в воздушном зазоре (сплошная линия) приближалась к синусоиде (для этого воздушный зазор выполняют неравномерным), однако получить идеальное распределение не удастся. Поэтому наряду с первой гармонической (штриховая линия) имеется и ряд высших гармонических. Форма распределения магнитного поля и коэффициент k_b зависят от коэффициента α_i и формы воздушного зазора.

Коэффициент магнитного потока k_Φ также зависит от формы распределения магнитного поля и представляет собой отношение площадей, ограниченных рассматриваемыми кривыми. Обычно $k_b = 0,90 \dots 1,2$ и $k_\Phi = 0,92 \dots 1,08$.

§ 8.4. РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПОД НАГРУЗКОЙ

Рассмотрим работу трехфазного синхронного генератора в автономном режиме, когда к фазам обмотки подключены равные и однородные сопротивления (симметричная нагрузка). В этом случае по фазам генератора проходят равные токи, сдвинутые по времени относительно друг друга на 120° .

Реакция якоря. Токи создают магнитное поле якоря, вращающееся с частотой n_1 , равной частоте вращения ротора n_2 . Следовательно, магнитные потоки якоря Φ_a и возбуждения Φ_b взаимно неподвижны и результирующий поток машины $\Phi_{рез}$ при нагрузке создается суммарным действием МДС F_b обмотки возбуждения и МДС F_a обмотки якоря. Однако в синхронной машине (в отличие от асинхронной) МДС обмотки ротора (возбуждения) не зависит от нагрузки, поэтому результирующий поток при работе генератора в рассматриваемом режиме существенно отличается от потока при холостом ходе.

Воздействие МДС якоря на магнитное поле синхронной машины называют *реакцией якоря*. Так как под действием реакции якоря изменяется результирующий поток в машине, напряжение генератора, работающего в автономном режиме,

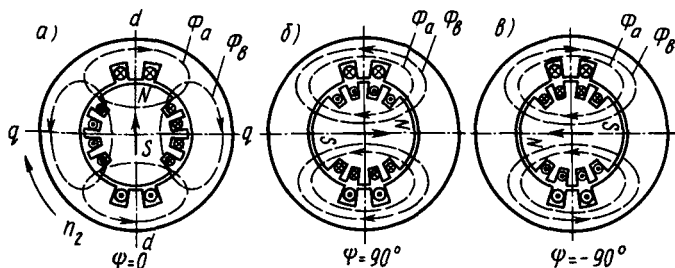


Рис. 8.9. Магнитные потоки в неявнополусной машине при различных углах Ψ нагрузки

зависит от значения и характера нагрузки, а также от индивидуальных особенностей машины: значения МДС обмотки возбуждения, свойств магнитной системы и др. Рассмотрим, как проявляется реакция якоря при двух основных конструктивных формах синхронных машин — неявнополусных и явнополусных.

Реакция якоря в неявнополусной машине. В этой машине воздушный зазор между статором и ротором по всей окружности остается неизменным, поэтому результирующий магнитный поток машины $\Phi_{\text{рез}}$ и создаваемую им ЭДС E при любой нагрузке можно определить по характеристике холостого хода исходя из результирующей МДС $F_{\text{рез}}$. Однако при отсутствии насыщения в магнитной цепи машины этот метод определения потока $\Phi_{\text{рез}}$ можно существенно упростить, так как от сложения указанных МДС можно перейти к непосредственному сложению пространственных векторов соответствующих потоков:

$$\vec{\Phi}_{\text{рез}} = \vec{\Phi}_{\text{в}} + \vec{\Phi}_{\text{а}}. \quad (8.4)$$

Рассмотрим влияние реакции якоря на рабочие свойства синхронной машины при различных углах сдвига фаз ψ между ЭДС E_0 и током I_a в обмотке якоря. Этот угол определяется характером нагрузки, т. е. значениями сопротивлений R , X_L и X_C нагрузки.

При $\psi = 0$ (рис. 8.9, а и 8.10, а) ток в фазе АХ достигает максимума в момент времени, когда оси полюсов N и S ротора совпадают с осью среднего паза рассматриваемой обмотки. Известно (см. гл. 4), что в машинах переменного тока ось магнитного потока, создаваемого всеми фазами обмотки якоря, совпадает с осью той фазы, ток в которой максимален. Следовательно, в данный момент времени ось потока якоря совпадает с осью фазы АХ, т. е. отстает от оси потока ротора на 90 эл. град.

Для этого случая показаны диаграммы распределения основных гармонических магнитных полей. Кривая распреде-

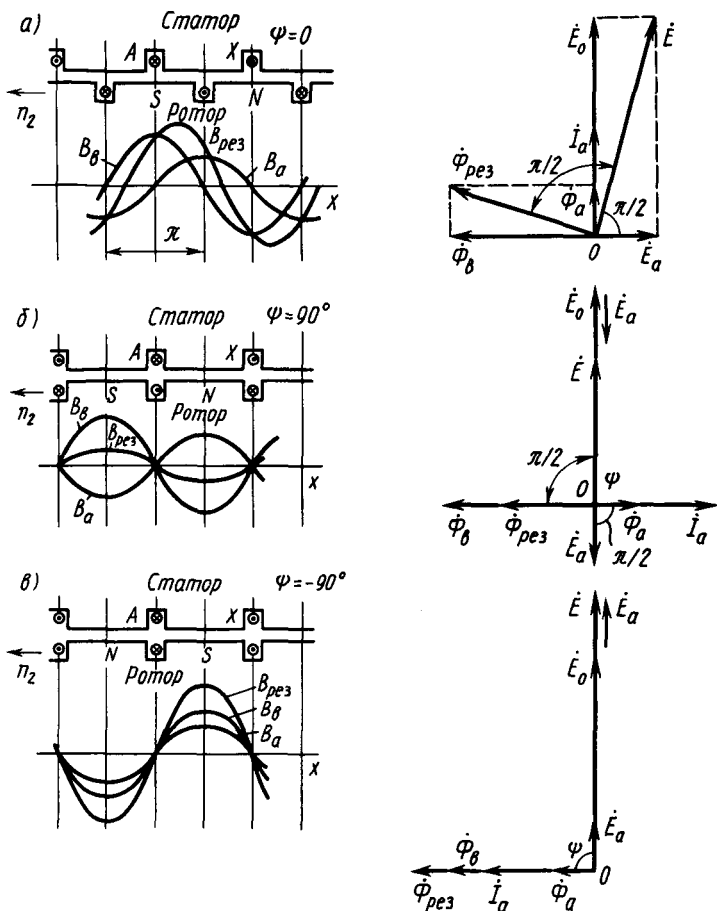


Рис. 8.10. Кривые распределения индукции в неявнополюсной машине и векторные диаграммы потоков и ЭДС при различных углах ψ

ления индукции $B_a = f(x)$ для двухполюсной машины смещена относительно кривой индукции $B_\delta = f(x)$ в пространстве на 90° , т. е. поток якоря Φ_a действует в направлении, перпендикулярном действию потока возбуждения Φ_δ (поперек оси полюсов). В теории синхронной машины ось, проходящую через середину полюсов, называют *продольной* и обозначают $d-d$; ось, проходящую между полюсами, называют *поперечной* и обозначают $q-q$. Следовательно, при $\psi = 0$ поток якоря направлен по поперечной оси машины. Кривая распределения результирующей индукции $B_{рез} = f(x)$ при этом сдвигается относительно кривой $B_\delta = f(x)$ против направления вращения

ротора. В соответствии с пространственным сдвигом кривых распределения индукции сдвигаются и векторы потоков на временной векторной диаграмме, т. е. вектор Φ_a отстает от вектора Φ_b на 90° . При этом модуль вектора результирующего потока $\Phi_{рез} = \sqrt{\Phi_b^2 + \Phi_a^2}$.

При $\psi = 90^\circ$ (рис. 8.9, б и 8.10, б) ток в фазе АХ достигает максимума на четверть периода позднее момента, соответствующего максимуму ЭДС E_0 . За это время полюсы ротора перемещаются на половину полюсного деления, вследствие чего кривая $B_a = f(x)$ смещается относительно кривой $B_b = f(x)$ на 180° . При этом поток якоря Φ_a направлен по продольной оси машины против потока возбуждения Φ_b ; результирующий поток $\Phi_{рез} = \Phi_b - \Phi_a$ сильно уменьшается, вследствие чего уменьшается и ЭДС якоря E . Таким образом, при $\psi = 90^\circ$ реакция якоря действует на машину размагничивающим образом.

При $\psi = -90^\circ$ (рис. 8.9, в и 8.10, в) поток якоря также направлен по продольной оси машины, но совпадает по направлению с потоком возбуждения, т. е. $\Phi_{рез} = \Phi_b + \Phi_a$. Следовательно, при $\psi = -90^\circ$ реакция якоря действует на машину подмагничивающим образом, увеличивая ее результирующий поток $\Phi_{рез}$ и ЭДС E .

Выводы, полученные на основании рассмотренных трех случаев, можно распространить и на общий случай, когда $90^\circ - \psi < 90^\circ$. При этом характерным является то, что отстающий ток (активно-индуктивная нагрузка) размагничивает машину, а опережающий ток (активно-емкостная нагрузка) подмагничивает ее.

Электродвижущую силу E при работе генератора под нагрузкой можно рассматривать как сумму двух составляющих (рис. 8.11, а)

$$\boxed{\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a.} \quad (8.5)$$

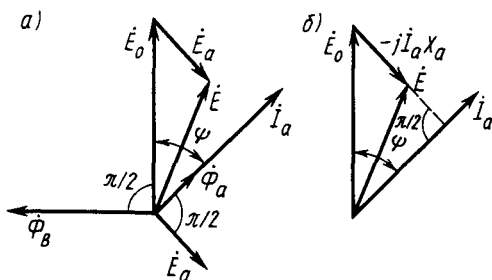
Электродвижущая сила E_a пропорциональна потоку Φ_a , а при отсутствии насыщения и току I_a в обмотке якоря, поэтому ее можно рассматривать как ЭДС самоиндукции, индуцированную в обмотке якоря, и представить в виде $\dot{E}_a = -j\dot{I}_a X_a$, где X_a — индуктивное сопротивление синхронной машины, обусловленное потоком якоря. В этом случае уравнение (8.5) принимает вид

$$E = \dot{E}_0 - jI_a X_a; \quad (8.6)$$

его иллюстрирует векторная диаграмма (рис. 8.11, б).

Реакция якоря в явнополюсной машине. В этой машине воздушный зазор между статором и ротором не остается постоянным — он расширяется по направлению к краям полюсов и резко увеличивается в зоне междуполюсного пространства. Следовательно, поток якоря здесь зависит

Рис. 8.11. Векторные диаграммы потоков и ЭДС в неявнополюсной машине



не только от значения МДС якоря F_a , но и от положения кривой распределения этой МДС $F_a = f(x)$ относительно полюсов ротора, так как одна и та же МДС якоря в зависимости от ее пространственного положения создает различные магнитные потоки.

Так, например, при угле $\psi = 0$ (рис. 8.12, а), когда поток якоря направлен по поперечной оси машины ($q-q$), кривая распределения индукции $B_a = B_{aq}$ имеет седлообразную форму, хотя МДС якоря F_a распределена синусоидально. При этом максимуму МДС F_a соответствует небольшая индукция, так как магнитное сопротивление воздушного зазора максимально. При угле $\psi = 90^\circ$ (рис. 8.12, б), когда поток якоря направлен по продольной оси машины, кривая распределения индукции $B_a = B_{ad}$ расположена симметрично относительно оси полюсов $d-d$. В этом случае индукция имеет большее значение, чем при $\psi = 0$, так как магнитное сопротивление воздушного зазора в данном месте невелико. Соответственно различные максимальные значения имеют и первые гармонические B_{ad1} и B_{aq1} указанных кривых (штриховые линии).

В связи с изменением результирующего сопротивления воздушного зазора при различных режимах явнополюсной машины при анализе ее работы используют так называемый *метод двух реакций*. Согласно этому методу, МДС якоря F_a в общем случае представляют в виде суммы двух составляющих — *продольной* $F_{ad} = F_a \sin \psi$ и *поперечной* $F_{aq} = F_a \cos \psi$ (рис. 8.13, а), причем $\vec{F}_a = \vec{F}_{ad} + \vec{F}_{aq}$. Продольная

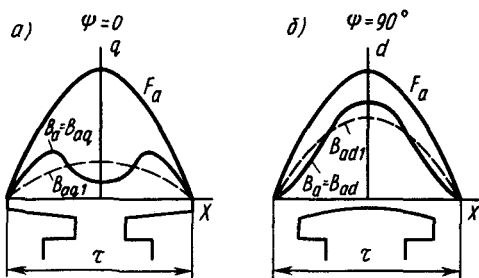


Рис. 8.12. Кривые распределения МДС якоря и создаваемой ею индукции в явнополюсной машине

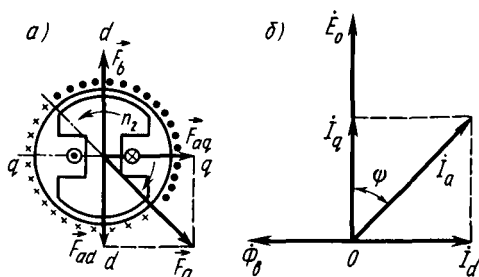


Рис. 8.13. Продольные и поперечные составляющие векторов МДС F_a и тока якоря I_a

составляющая $\vec{F}_{ad}$ создает продольный поток якоря Φ_{ad} , индуцирующий в обмотке якоря ЭДС E_{ad} , а поперечная составляющая $\vec{F}_{aq}$ — поперечный поток Φ_{aq} , индуцирующий ЭДС E_{aq} , причем принимают, что эти потоки не оказывают влияния друг на друга. В соответствии с принятым методом ток якоря I_a , создающий МДС F_a , также представляют в виде двух составляющих — продольной I_d и поперечной I_q (рис. 8.13, б).

Магнитные потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} и индуцируемые ими ЭДС E_{ad} и E_{aq} (рис. 8.14, а) можно определить по кривой намагничивания машины или по спрямленной характеристике (рис. 8.14, б). Однако кривая намагничивания строится для МДС возбуждения, имеющей не синусоидальное, а прямоугольное распределение вдоль окружности якоря. Чтобы воспользоваться этой кривой или спрямленной характеристикой, МДС F_{ad} и F_{aq} следует привести к прямоугольной МДС возбуждения F_a , т. е. найти их эквивалентные значения F'_{ad} и F'_{aq} .

Установление эквивалентных значений F'_{ad} и F'_{aq} производят на следующем основании: МДС F_{ad} и F_{aq} создают в воздушном зазоре машины индукции B_{ad} и B_{aq} , распределенные вдоль окружности якоря так же, как и индукции, создаваемые МДС F_a соответственно при углах $\psi=0$ и $\psi=90^\circ$ (см. рис. 8.12, а, б). Первые гармонические B_{ad1} и B_{aq1} кривых $B_{ad}=f(x)$ и $B_{aq}=f(x)$ образуют магнитные потоки

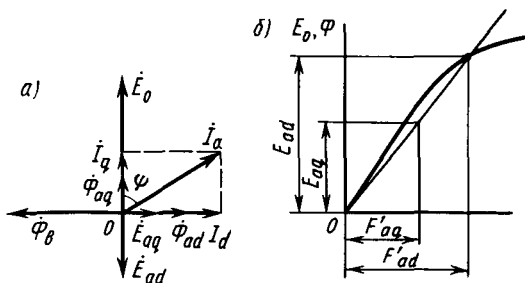


Рис. 8.14. Векторная диаграмма потоков Φ_{ad} и Φ_{aq} и ЭДС E_{ad} и E_{aq} явновольной машины и их определение по характеристике холостого хода

$$\Phi_{ad} = F_{ad} / R_{mad}; \quad \Phi_{aq} = F_{aq} / R_{maq},$$

где R_{mad} и R_{maq} — магнитные сопротивления для соответствующих потоков, учитывающие не только форму воздушного зазора, но и синусоидальность кривой распределения МДС F_{ad} и F_{aq} вдоль окружности якоря.

МДС возбуждения может создавать такие же потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} при меньших значениях МДС F'_{ad} и F'_{aq} :

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{ad} &= F_{ad} / R_{mad} = F'_{ad} / R_{м.в.}; \\ \Phi_{aq} &= F_{aq} / R_{maq} = F'_{aq} / R_{м.в.} \end{aligned} \right\} \quad (8.7)$$

Из последних выражений можно найти коэффициенты реакции якоря k_d и k_q , характеризующие уменьшение эффективных значений МДС якоря:

$$k_d = F'_{ad} / F_{ad} = R_{м.в.} / R_{mad}, \quad k_q = F'_{aq} / F_{aq} = R_{м.в.} / R_{maq}, \quad (8.8)$$

где $R_{м.в.}$ — магнитное сопротивление потока возбуждения, учитывающее форму воздушного зазора по продольной оси машины и прямоугольное распределение МДС F_b вдоль окружности якоря.

Коэффициенты k_d и k_q физически характеризуют уменьшение магнитного сопротивления для потока Φ_b по сравнению с потоками Φ_{ad} и Φ_{aq} . Обычно $k_d = 0,80 \dots 0,95$; $k_q = 0,30 \dots 0,65$.

В машине с явно выраженными полюсами ЭДС E при работе генератора под нагрузкой представим в виде:

$$\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq}. \quad (8.9)$$

Электродвижущие силы E_{ad} и E_{aq} , индуцируемые продольным Φ_{ad} и поперечным Φ_{aq} потоками якоря, представляют собой по существу ЭДС самоиндукции, так как потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} создаются МДС F_{ad} и F_{aq} , пропорциональными токами I_d и I_q . Поэтому для ненасыщенной машины можно считать, что

$$\dot{E}_{ad} = -jI_d X_{ad}; \quad \dot{E}_{aq} = -jI_q X_{aq}, \quad (8.10)$$

где X_{ad} и X_{aq} — индуктивные сопротивления обмотки якоря, соответствующие полям продольной и поперечной реакции якоря.

Для машины с неявно выраженными полюсами МДС якоря приводится к МДС обмотки возбуждения по формуле

$$F'_a = k_d F_a. \quad (8.11)$$

§ 8.5. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

При анализе работы синхронных генераторов и двигателей обычно используют векторные диаграммы: при качественном — упрощенные диаграммы, справедливые для

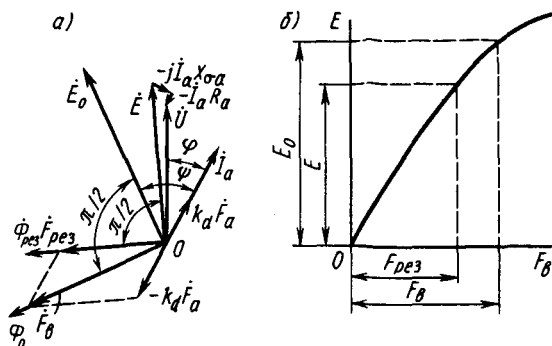


Рис. 8.15. Векторная диаграмма синхронной неявно-полюсной машины (а) и характеристика холостого хода (б)

машин, в которых отсутствует насыщение; при количественном — уточненные диаграммы.

Неявнополюсной генератор. Для цепи якоря неявнополюсного синхронного генератора можно составить уравнение

$$\dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_{\sigma a} - \dot{I}_a R_a, \quad (8.12)$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{E} - j\dot{I}_a X_{\sigma a} - \dot{I}_a R_a = \\ &= \dot{E}_0 + \dot{E}_a - j\dot{I}_a X_{\sigma a} - \dot{I}_a R_a, \end{aligned} \quad (8.13)$$

где $\dot{E}_{\sigma a}$ — ЭДС, индуцированная в обмотке якоря потоком рассеяния; $X_{\sigma a}$ — индуктивное сопротивление, обусловленное этим потоком.

Векторная диаграмма неявнополюсной машины (рис. 8.15, а), называемая *диаграммой Потье*, позволяет определить ЭДС холостого хода E_0 с учетом насыщения, если заданы напряжение, ток нагрузки (по величине и фазе), характеристика холостого хода и параметры машины. При ее построении по известным падениям напряжения определяют вектор ЭДС

$$\dot{E} = \dot{U} + \dot{I}_a R_a + j\dot{I}_a X_{\sigma a}. \quad (8.14)$$

Так как ЭДС E индуцируется результирующим потоком $\Phi_{рез}$, который создается результирующей МДС $\dot{F}_{рез} = \dot{F}_в + + k_d \dot{F}_a$, то по характеристике холостого хода (рис. 8.15, б) по значению ЭДС E можно определить соответствующую $F_{рез}$. Векторы $\dot{F}_{рез}$ и $\dot{\Phi}_{рез}$ совпадают по фазе и оба эти вектора опережают вектор $\dot{E}$ на 90° . Зная $F_{рез}$ и параметры машины, можно найти МДС возбуждения $\dot{F}_в = \dot{F}_{рез} - k_d \dot{F}_a$, а затем по характеристике холостого хода определить ЭДС

холостого хода E_0 . Вектор $\dot{E}_0$ отстает от вектора $\dot{F}_v$ на 90° . Если требуется перейти от режима холостого хода к режиму нагрузки, построения производят в обратном порядке.

Если машина не насыщена, то векторная диаграмма существенно упрощается, так как в этом случае можно складывать не МДС F_v и $k_a F_a$, а соответствующие им потоки и ЭДС. Упрощенную векторную диаграмму синхронной неявнополюсной машины (рис. 8.16, а) строят по уравнению (8.13).

Поскольку падение напряжения в активном сопротивлении обмотки якоря $I_a R_a$ сравнительно невелико, им можно пренебречь. Заменяя, кроме того, в уравнении (8.13) $\dot{E}_a = -j\dot{I}_a X_a$, получаем

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - jI_a X_a - j\dot{I}_a X_{ca} = E_0 - j\dot{I}_a X_{cn}. \quad (8.15)$$

Величину $X_{cn} = X_a + X_{ca}$ называют *полным или синхронным индуктивным сопротивлением машины*. Упрощенная векторная диаграмма и схема замещения, соответствующие уравнению (8.15), изображены на рис. 8.16, б, в; их широко используют при качественном анализе работы синхронной машины. Необходимо, однако, отметить, что при определении E_0 по упрощенной диаграмме получается большее значение, чем по точной диаграмме (см. рис. 8.15, а), в которой учитывается насыщение.

Угол θ между векторами $\dot{U}$ и $\dot{E}_0$ называют *углом нагрузки*. При работе синхронной машины в генераторном режиме напряжение U всегда отстает от ЭДС E_0 , в этом случае угол θ считается положительным. Чем больше нагрузка генератора (отдаваемая им мощность), тем больше угол θ .

Явнополюсный генератор. Упрощенную диаграмму синхронной явнополюсной машины можно также построить по общему уравнению (8.12), которое с учетом (8.9) принимает вид

$$\begin{aligned} \dot{U} = \dot{E} + \dot{E}_{ca} - \dot{I}_a R_a = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \\ + \dot{E}_{ca} - \dot{I}_a R_a. \end{aligned} \quad (8.16)$$

На рис. 8.17, а приведена векторная диаграмма, соответствующая уравнению (8.16). Если пренебречь малым значением R_a , то

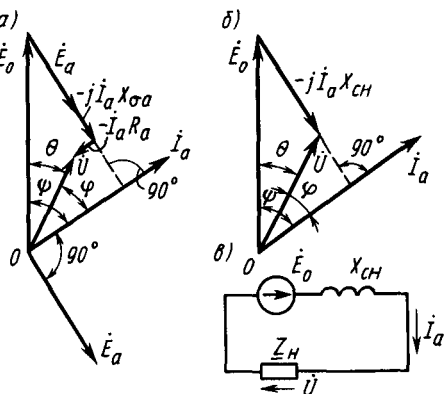
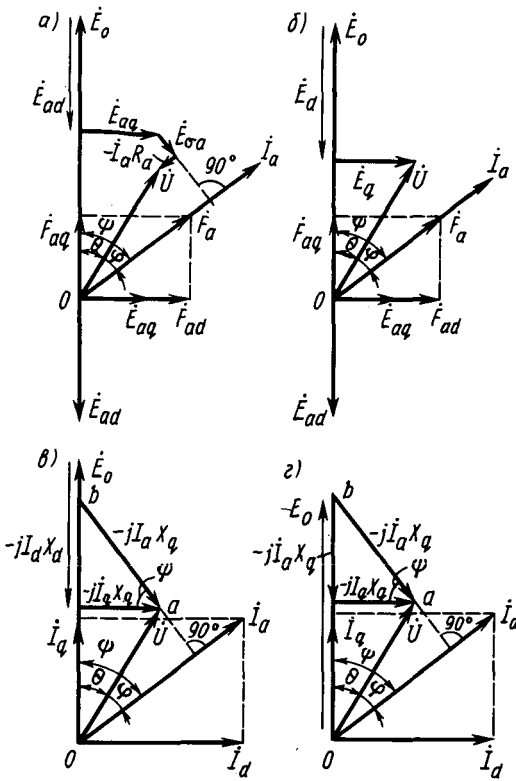


Рис. 8.16. Упрощенные векторные диаграммы (а, б) и схема замещения синхронной неявнополюсной машины (в)

Рис. 8.17. Упрощенные векторные диаграммы синхронной явнополюсной машины



$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma a}. \quad (8.17)$$

Электродвижущую силу $E_{\sigma a}$, индуцируемую в обмотке якоря потоком рассеяния, можно представить в виде суммы двух составляющих, ориентированных по осям d - d и q - q :

$$\dot{E}_{\sigma a} = \dot{E}_{\sigma ad} + \dot{E}_{\sigma aq}, \quad (8.18)$$

где

$$\dot{E}_{\sigma ad} = -j \dot{I}_d X_{\sigma a}; \quad \dot{E}_{\sigma aq} = -j \dot{I}_q X_{\sigma a}, \quad (8.19)$$

или

$$\begin{aligned} E_{\sigma ad} &= E_{\sigma a} \sin \psi = I_a X_{\sigma a} \sin \psi = I_d X_{\sigma a}; \\ E_{\sigma aq} &= E_{\sigma a} \cos \psi = I_a X_{\sigma a} \cos \psi = I_q X_{\sigma a}. \end{aligned}$$

С учетом (8.18) вместо (8.17) получим

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma ad} + \dot{E}_{\sigma aq} = \\ &= \dot{E}_0 + \dot{E}_d + \dot{E}_q, \end{aligned} \quad (8.20)$$

где

$$\dot{E}_d = \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{\sigma ad}; \quad \dot{E}_q = \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{\sigma aq}.$$

Векторная диаграмма, построенная по (8.20), приведена на рис. 8.17, б.

Заменим ЭДС соответствующими индуктивными падениями напряжения:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_{ad} - j\dot{I}_q X_{aq} - j\dot{I}_d X_{\sigma a} - j\dot{I}_q X_{\sigma a},$$

или

$$\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q, \quad (8.21)$$

где $X_d = X_{ad} + X_{\sigma a}$; $X_q = X_{aq} + X_{\sigma a}$.

Сопротивления X_d и X_q называют полными или синхронными индуктивными сопротивлениями обмотки якоря по продольной и поперечной осям.

На рис. 8.17, в приведена векторная диаграмма, построенная по (8.21). Если заданы векторы тока $\dot{I}_a$ и напряжения $\dot{U}$, а угол ψ неизвестен, то его можно определить, проведя из конца вектора напряжения $\dot{U}$ отрезок ab , равный $I_a X_q$ и перпендикулярный вектору тока $\dot{I}_a$. При этом точка b будет расположена на линии, соответствующей направлению вектора $\dot{E}_0$, так как проекция отрезка $\overline{ab}$ на вектор $\dot{E}_q$ равна модулю этого вектора:

$$\overline{ab} \cos \psi = I_a X_q \cos \psi = I_q X_q = E_q.$$

В некоторых случаях при качественном анализе явнополусную машину заменяют эквивалентной неявнополусной, у которой синхронное индуктивное сопротивление по обеим осям равно сопротивлению X_q рассматриваемой явнополусной машины. Возможность такой замены следует из векторной диаграммы (рис. 8.17, в). Такая эквивалентная машина имеет вместо ЭДС E_0 эквивалентную ЭДС E'_0 (рис. 8.17, г), причем угол нагрузки θ остается одним и тем же.

§ 8.6. ВНЕШНИЕ И РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Основными характеристиками, определяющими свойства синхронного генератора, являются внешние и регулировочные.

Внешние характеристики. Зависимости напряжения U от тока нагрузки I_a при неизменных токе возбуждения I_b , угле ϕ и частоте f_1 (постоянной частоте вращения ротора n_2) называют внешними характеристиками генератора. Их можно построить с помощью векторных диаграмм. Допустим, что при номинальной нагрузке $I_{a\text{ном}}$ генератор имеет номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$, что достигается путем соответствующего выбора тока возбуждения. При уменьшении тока нагрузки до нуля напряжение генератора становится равным ЭДС

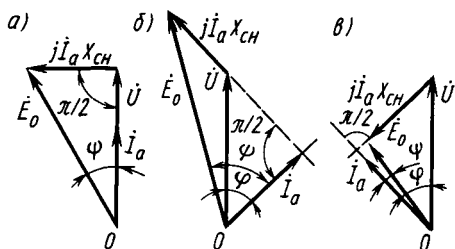


Рис. 8.18. Упрощенные векторные диаграммы синхронного неявнополюсного генератора при различных видах нагрузки

холостого хода E_0 . Следовательно, векторная диаграмма, построенная при номинальной нагрузке, сразу дает две точки внешней характеристики. Форма внешней характеристики зависит от характера нагрузки, т. е. от угла сдвига фаз φ между $\dot{U}$ и $\dot{I}_a$, так как в зависимости от этого изменяется вектор $\dot{E}_0$ (при заданном значении $U = U_{\text{ном}}$).

На рис. 8.18 показаны упрощенные векторные диаграммы генератора с неявно выраженными полюсами для активной (а), активно-индуктивной (б) и активно-емкостной (в) нагрузок. При активной и активно-индуктивной нагрузках ЭДС $E_0 > U$; при активно-емкостной нагрузке ЭДС $E_0 < U$. Таким образом, в первых двух случаях при увеличении нагрузки напряжение генератора уменьшается, в третьем — увеличивается. Это объясняется тем, что при активно-емкостной нагрузке имеется продольная намагничивающая составляющая реакция якоря, а при активной и активно-индуктивной нагрузках — продольная размагничивающая составляющая (при чисто активной нагрузке угол $\psi > 0$).

На рис. 8.19, а изображены внешние характеристики генератора при различных видах нагрузки, полученные при одинаковом для всех характеристиках $U_{\text{ном}}$. Однако для этого требуется устанавливать различные токи возбуждения, вследствие чего генератор будет иметь различные ЭДС (напряжения при холостом ходе). Если устанавливать одинаковое напряжение при холостом ходе $U_0 = E_0$ (рис. 8.19, б), то при номинальном токе напряжения $U_{\text{ном}}$ будут различными. При $U = 0$ (короткое замыкание) все характеристики пересекаются в одной точке, соответствующей значению тока I_k .

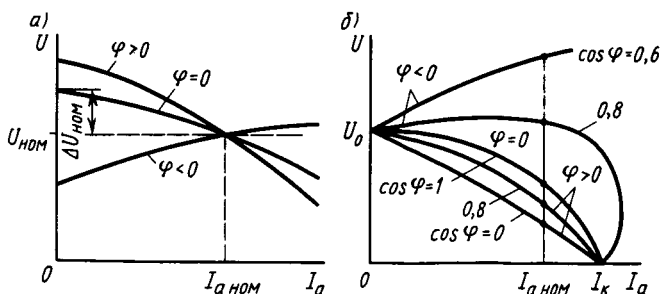


Рис. 8.19. Внешние характеристики синхронного генератора при различных видах нагрузки

При переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки изменение напряжения (%) характеризуется величиной

$$\Delta u = [(U_0 - U_{\text{ном}}) / U_{\text{ном}}] 100. \quad (8.22)$$

Обычно генераторы работают с $\cos \varphi = 0,9 \dots 0,85$ при отстающем токе. В этом случае $\Delta u = 25 \dots 35\%$. Чтобы подключенные к генератору потребители работали при напряжении, близком к номинальному, применяют специальные устройства, стабилизирующие его выходное напряжение U , например быстродействующие регуляторы тока возбуждения. Чем больше Δu , тем более сложным получается регулирующее устройство, а поэтому желательно иметь генераторы с небольшой величиной Δu . Однако для получения небольшого изменения Δu необходимо снижать синхронное индуктивное сопротивление $X_{\text{сн}}$ (в неявнополюсных машинах) или соответственно X_d и X_q (в явнополюсных машинах), для чего требуется увеличивать воздушный зазор между ротором и статором. Это, в свою очередь, требует увеличения МДС обмотки возбуждения, т. е. ее размеров, что в конечном итоге делает синхронную машину более дорогой.

В турбогенераторах большой мощности мощность ограничивается именно размерами ротора, на котором размещена обмотка возбуждения. Поэтому в современных турбогенераторах с повышением мощности машины одновременно возрастает и изменение напряжения Δu . В гидрогенераторах (по сравнению с турбогенераторами) воздушный зазор обычно имеет гораздо большую величину, поэтому у них относительно слабее проявляется реакция якоря, т. е. они имеют меньшие синхронные индуктивные сопротивления, выраженные в относительных единицах, что обуславливает и меньшее изменение напряжения Δu .

Регулировочные характеристики. Зависимости тока возбуждения I_b от тока нагрузки I_a при неизменных напряжении U , угле φ и частоте f_1 называют регулировочными характеристиками (рис. 8.20). Они показывают, как надо изменять ток возбуждения генератора, чтобы поддерживать его напряжение неизменным при изменении тока нагрузки. Очевидно, что с возрастанием нагрузки при $\varphi > 0$ необходимо увеличивать ток возбуждения,

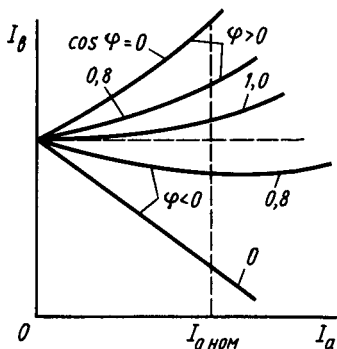


Рис. 8.20. Регулировочные характеристики синхронного генератора при различных видах нагрузки

a при $\varphi < 0$ — уменьшать его. Чем больше угол φ по абсолютной величине, тем в большей степени требуется изменять ток возбуждения.

§ 8.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Синхронные индуктивные сопротивления машины можно определить по результатам опытов холостого хода и короткого замыкания.

Опыты холостого хода и короткого замыкания. При опыте холостого хода определяют характеристику холостого хода $E_0 = f(I_b)$ при номинальной частоте вращения машины, изменяя ток возбуждения I_b .

При опыте короткого замыкания обмотки фазы якоря замыкают накоротко через амперметры, после этого ротор приводят во вращение с номинальной частотой и снимают характеристику короткого замыкания, т. е. зависимость тока якоря от тока возбуждения $I_a = f(I_b)$. Эта характеристика (рис. 8.21, *a*) имеет линейный характер, так как при $R_a \approx 0$ сопротивление цепи якоря является чисто индуктивным и ток к. з. $I_k = I_d$ (рис. 8.21, *б*) создает поток реакции якоря, размагничивающий машину. В результате магнитная цепь машины оказывается ненасыщенной, т. е. ЭДС E_0 и ток I_k изменяются пропорционально току возбуждения I_b .

При работе в рассматриваемом режиме напряжение $U = 0$, поэтому уравнения (8.21) и (8.15) для явнополюсной и неявнополюсной машин принимают соответственно такой вид:

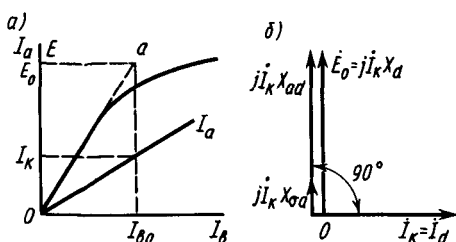
$$\dot{E}_0 = j\dot{I}_k X_{ad} + j\dot{I}_k X_{\sigma a} = j\dot{I}_k X_d; \quad (8.23)$$

$$\dot{E}_0 = j\dot{I}_k X_a + j\dot{I}_k X_{\sigma a} = j\dot{I}_k X_{\Sigma}; \quad (8.24)$$

Определение индуктивных сопротивлений X_d и X_q . Из формулы (8.23) можно определить синхронное индуктивное сопротивление машины по продольной оси $X_d = E_0 / I_k$, где ЭДС E_0 и ток I_k должны быть взяты при одном и том же значении тока возбуждения (рис. 8.21, *a*). Для прямолинейного участка характеристики холостого хода не имеет значения, при каком токе возбуждения определяется X_d , так как во всех случаях $X_d = \text{const}$. Это же значение сопротивления X_d получим при определении E_0 по спрямленной характеристике холостого хода Oa , соответствующей ненасыщенной машине.

При учете насыщения сопротивление X_d уменьшается. Однако его значение различно для разных точек реальной характеристики холостого хода. Поэтому практически упот-

Рис. 8.21. Характеристика холостого хода и короткого замыкания (а) и векторная диаграмма явнополюсной машины при коротком замыкании (б)



ребляется значение X_d для ненасыщенной машины, а учет насыщения, если это требуется, производится путем непосредственного определения соответствующих ЭДС по характеристике холостого хода (как это показано в § 8.5). Если известны коэффициенты приведения k_d и k_q , то по полученному значению X_d можно определить синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси $X_q = (k_q/k_d)X_d$. В неявнополюсных машинах $X_d = X_q = X_{сн}$, т. е. $X_{сн} = E_0/I_k$. Если выразить синхронные индуктивные сопротивления в относительных единицах, то

$$X_{d*} = (I_{a\text{ном}}/U_{\text{ном}})X_d; \quad X_{q*} = (I_{a\text{ном}}/U_{\text{ном}})X_q, \quad (8.25)$$

где $I_{a\text{ном}}$ и $U_{\text{ном}}$ — номинальные значения фазных тока и напряжения.

В современных синхронных явнополюсных машинах средней и большой мощности $X_{d*} = 0,6 \dots 1,6$, а $X_{q*} = 0,4 \dots 1$. Сопротивление X_{d*} определяется в основном реакцией якоря, так как относительная величина индуктивного сопротивления, обусловленного потоком рассеяния, мала ($X_{\sigma*} = 0,1 \dots 0,2$). В неявнополюсных машинах средней и большой мощности обычно сопротивление $X_{сн*} = 0,9 \dots 2,4$.

Сопротивления, выраженные в относительных единицах, характеризуют параметры машины, показывая относительную (относительно номинального напряжения) величину падения напряжения при номинальном токе. Кроме того, эти величины позволяют сравнивать свойства генераторов различной мощности.

Отношение короткого замыкания. Иногда в паспорте машины указывают величину, обратную X_{d*} , называемую *отношением короткого замыкания*:

$$\text{ОКЗ} = 1/X_{d*} = U_{\text{ном}}/(I_{a\text{ном}} X_d). \quad (8.26)$$

Это отношение характеризует значение установившегося тока к. з. $I_{k\text{ном}} = \text{ОКЗ} I_{\text{ном}}$, который возникает при номинальном токе возбуждения генератора (соответствующем номинальному напряжению).

При указанных выше значениях X_{d*} и X_{q*} для неявно-полюсных машин $\text{ОКЗ}=0,5\dots1,0$, а для явнополюсных $0,8\dots1,8$. Следовательно, *установившийся ток короткого замыкания в синхронных машинах сравнительно невелик* (в некоторых машинах он меньше номинального), так как при этом режиме $\psi_k \approx 0$, и поле якоря сильно размагничивает машину. Очевидно, что при коротком замыкании результирующий магнитный поток $\Phi_{\text{рез.к}} \ll \Phi_v$ и ЭДС $E \ll E_0$.

Величина ОКЗ, так же как X_{d*} , имеет большое значение для эксплуатации: она показывает кратность тока к. з. и определяет значение мощности, которой можно нагрузить синхронный генератор (его перегрузочную способность), изменение напряжения и пр. Лучшие характеристики имеет машина с большим ОКЗ, однако это требует выполнения ее с большим воздушным зазором, что существенно удорожает машину.

§ 8.8. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С СЕТЬЮ

Обычно на электростанциях устанавливают несколько синхронных генераторов для параллельной работы на общую электрическую сеть. Это обеспечивает увеличение общей мощности электростанции (при ограниченной мощности каждого из установленных на ней генераторов), повышает надежность энергоснабжения потребителей и позволяет лучше организовать обслуживание агрегатов. Электрические станции, в свою очередь, объединяют для параллельной работы в мощные энергосистемы, позволяющие наилучшим образом решать задачу производства и распределения электрической энергии. Таким образом, для синхронной машины, установленной на электрической станции или на каком-либо объекте, подключенном к энергосистеме, типичным является режим работы на сеть большой мощности, по сравнению с которой собственная мощность генератора является очень малой. В этом случае с большой степенью точности можно принять, что генератор работает параллельно с сетью бесконечно большой мощности, т. е. что *напряжение сети U_c и ее частота f_c являются постоянными, не зависящими от нагрузки данного генератора.*

Включение генератора на параллельную работу с сетью. В рассматриваемом режиме необходимо обеспечить возможно меньший бросок тока в момент присоединения генератора к сети. В противном случае возможны срабатывание защиты, поломка генератора или первичного двигателя.

Ток в момент подключения генератора к сети будет равен нулю, если удастся обеспечить равенство мгновенных значений напряжений сети u_c и генератора u_r :

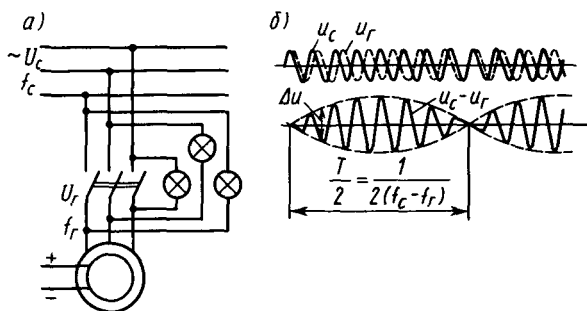


Рис. 8.22. Схема подключения синхронного генератора к сети с помощью лампового синхроскопа (а) и кривые изменения напряжений u_c и u_r перед включением генератора (б)

$$U_{cm} \sin(\omega_c t - \alpha_c) = U_{rm} \sin(\omega t - \alpha_r). \quad (8.27)$$

На практике выполнение условия (8.27) сводится к выполнению трех равенств: равенства напряжений сети и генератора $U_{cm} = U_{rm}$ или $\dot{U}_c = \dot{U}_r$; частот $\omega_c = \omega_r$ или $f_c = f_r$; их начальных фаз $\alpha_c = \alpha_r$ (совпадение по фазе векторов $\dot{U}_c$ и $\dot{U}_r$). Кроме того, для трехфазных генераторов нужно согласовать порядок чередования фаз.

Совокупность операций, проводимых при подключении генератора к сети, называют *синхронизацией*. Практически при синхронизации генератора сначала устанавливают номинальную частоту вращения ротора, что обеспечивает приближенное равенство частот $f_c \approx f_r$, а затем, регулируя ток возбуждения, добиваются равенства напряжения $\dot{U}_c = \dot{U}_r$. Совпадение по фазе векторов напряжений сети и генератора ($\alpha_c = \alpha_r$) контролируется специальными приборами — *ламповыми и стрелочными синхроскопами*.

Ламповые синхроскопы применяют для синхронизации генераторов малой мощности, поэтому обычно их используют в лабораторной практике. Этот прибор представляет собой три лампы, включенные между фазами генератора и сети (рис. 8.22, а). На каждую лампу действует напряжение $\Delta u = u_c - u_r$, которое при $f_c \neq f_r$ изменяется с частотой $\Delta f = f_c - f_r$, называемой *частотой биений* (рис. 8.22, б). В этом случае лампы мигают с частотой Δf . При $f_c \approx f_r$ разность Δu изменяется медленно, вследствие чего лампы постепенно загораются и погасают.

Обычно генератор подключают к сети в тот момент, когда разность напряжений Δu на короткое время становится близкой нулю, т. е. в середине периода погасания ламп. В этом случае выполняется условие совпадения по фазе векторов $\dot{U}_c$ и $\dot{U}_r$. Для более точного определения этого

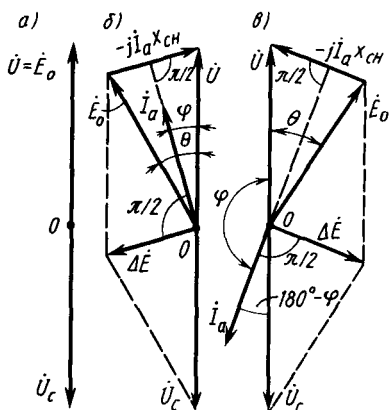


Рис. 8.23. Упрощенные векторные диаграммы неявнополусного синхронного генератора при параллельной работе с сетью в режимах холостого хода (а), генераторном (б), двигательном (в)

стрелка устанавливается на нуль; в этот момент и следует подключать генератор к сети. На электрических станциях обычно используют автоматические приборы для синхронизации генераторов без участия обслуживающего персонала.

Довольно часто применяют *метод самосинхронизации*, при котором генератор подключают к сети при отсутствии возбуждения (обмотка возбуждения замыкается на активное сопротивление). При этом ротор разгоняют до частоты вращения, близкой к синхронной (допускается скольжение до 2%), за счет вращающего момента первичного двигателя и асинхронного момента, обусловленного индуцированием тока в демпферной обмотке. После этого в обмотку возбуждения подают постоянный ток, что приводит к втягиванию ротора в синхронизм. При методе самосинхронизации в момент включения генератора возникает сравнительно большой бросок тока, который не должен превышать $3,5I_{a\text{ном}}$.

Регулирование активной мощности. После включения генератора в сеть его напряжение U становится равным напряжению сети U_c . Относительно внешней нагрузки напряжения U и U_c совпадают по фазе, а по контуру «генератор—сеть» находятся в противофазе, т. е. $\vec{U} = -\vec{U}_c$ (рис. 8.23, а). При точном выполнении указанных трех условий, необходимых для синхронизации генератора, его ток I_a после подключения машины к сети равняется нулю. Рассмотрим, какими способами можно регулировать ток I_a при работе генератора параллельно с сетью на примере неявнополусного генератора.

момента часто применяют нулевой вольтметр, имеющий растянутую шкалу в области нуля. После включения генератора в сеть дальнейшая синхронизация частоты его вращения, т. е. обеспечение условия $n_2 = n_1$, происходит автоматически.

Генераторы большой мощности синхронизируют с помощью стрелочных синхроскопов, работающих по принципу вращающегося магнитного поля. В этих приборах при $f_c = f_r$ стрелка вращается с частотой, пропорциональной разности частот $f_c - f_r$, в одну или другую сторону в зависимости от того, какая из этих частот больше. При $f_c = f_r$

Ток, проходящий по обмотке якоря неявнополюсного генератора, можно определить из уравнения (8.23):

$$I_a = (\dot{E}_0 - \dot{U}) / (jX_{\text{сн}}) = -j(\dot{E}_0 - \dot{U}) / X_{\text{сн}}. \quad (8.28)$$

Так как $U = U_c = \text{const}$, то силу тока I_a можно изменять только двумя способами — изменяя ЭДС E_0 по величине или по фазе.

Если к валу генератора приложить внешний момент, больший момента, необходимого для компенсации магнитных потерь мощности в стали и механических потерь, то ротор приобретает ускорение, вследствие чего вектор $\dot{E}_0$ смещается относительно вектора $\dot{U}$ на некоторый угол θ в направлении вращения векторов (рис. 8.23, б). При этом возникает некоторая небалансная ЭДС ΔE , приводящая, согласно (8.28), к появлению тока I_a . Возникающую небалансную ЭДС $\Delta \dot{E} = \dot{E}_0 - \dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{U}_c = j\dot{I}_a X_{\text{сн}}$ можно показать на векторной диаграмме (рис. 8.23, б). Вектор тока I_a отстает от вектора ΔE на 90° , поскольку его величина и направление определяются индуктивным сопротивлением $X_{\text{сн}}$.

При работе в рассматриваемом режиме генератор отдает в сеть активную мощность $P = mUI_a \cos \phi$ и на вал его действует электромагнитный тормозной момент, который уравнивает вращающий момент первичного двигателя, вследствие чего частота вращения остается неизменной. Чем больше внешний момент, приложенный к валу генератора, тем больше угол θ , а следовательно, ток и мощность, отдаваемые генератором в сеть.

Если к валу ротора приложить внешний тормозной момент, то вектор $\dot{E}_0$ будет отставать от вектора напряжения $\dot{U}$ на угол θ (рис. 8.23, в). При этом возникают небалансная ЭДС $\Delta \dot{E}$ и ток I_a , вектор которого отстает от вектора $\Delta \dot{E}$ на 90° . Так как угол $\phi > 90^\circ$, активная составляющая тока находится в противофазе с напряжением генератора. Следовательно, в рассматриваемом режиме активная мощность $P = mUI_a \cos \phi$ забирается из сети, и машина работает двигателем, создавая электромагнитный вращающий момент, который уравнивает внешний тормозной момент; частота вращения ротора при этом снова остается неизменной.

Таким образом, для увеличения нагрузки генератора необходимо увеличивать приложенный к его валу внешний момент (т. е. вращающий момент первичного двигателя), а для уменьшения нагрузки — уменьшать этот момент. При изменении направления внешнего момента (если вал ротора не вращать, а тормозить) машина автоматически переходит из генераторного в двигательный режим.

Регулирование реактивной мощности. Если в машине, подключенной к сети и работающей в режиме холостого

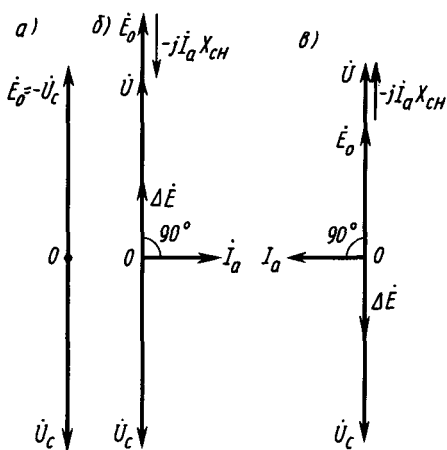


Рис. 8.24. Упрощенные векторные диаграммы неявнополюсного синхронного генератора при параллельной работе с сетью и при отсутствии активной нагрузки

$\dot{U}$ (рис. 8.24, в) и отстает на 90° от $\Delta \dot{E}$ и напряжения $\dot{U}_c$. Таким образом, при изменении тока возбуждения изменяется лишь реактивная составляющая тока I_a , т. е. реактивная мощность машины Q . Активная составляющая тока I_a в рассматриваемых случаях равна нулю. Следовательно, активная мощность $P=0$, и машина работает в режиме холостого хода.

При работе машины под нагрузкой создаются те же условия: при изменении тока возбуждения изменяется лишь реактивная составляющая тока I_a , т. е. реактивная мощность машины Q . Режим возбуждения синхронной машины с током $I_{в.п.}$ при котором реактивная составляющая тока I_a равна нулю, называют режимом полного или нормального возбуждения. Если ток возбуждения I_b больше тока $I_{в.п.}$, при котором имеется режим полного возбуждения, то ток I_a содержит отстающую от U реактивную составляющую, что соответствует активно-индуктивной нагрузке генератора. Такой режим называют режимом перевозбуждения. Если ток возбуждения I_b меньше тока $I_{в.п.}$, то ток I_a содержит реактивную составляющую, опережающую напряжение U , что соответствует активно-емкостной нагрузке генератора. Такой режим называют режимом недовозбуждения.

Перевозбужденная синхронная машина, работающая в режиме холостого хода, относительно сети эквивалентна емкости. Машину, специально предназначенную для работы в таком режиме, называют синхронным компенсатором и используют для повышения коэффициента мощности

хода (рис. 8.24, а), увеличить ток возбуждения I_b , то возрастет ЭДС E_0 (рис. 8.24, б), возникнет небалансная ЭДС $\Delta \dot{E} = -jI_a X_{сн}$ и по обмотке якоря будет проходить ток I_a , который, согласно (8.28), определяется только индуктивным сопротивлением $X_{сн}$ машины. Следовательно, ток I_a реактивный: он отстает по фазе от напряжения $\dot{U}$ на угол 90° или опережает на тот же угол напряжение сети $\dot{U}_c$. При уменьшении тока возбуждения ток I_a изменяет свое направление; он опережает на 90° напряжение

электрических установок и стабилизации напряжения в электрических сетях. Недовозбужденная синхронная машина, работающая в режиме холостого хода, относительно сети эквивалентна индуктивности.

Возникновение реактивной составляющей тока I_a физически объясняется тем, что при работе синхронной машины на сеть бесконечно большой мощности суммарный магнитный поток, сцепленный с каждой из фаз $\Sigma \Phi = \Phi_{рез} + \Phi_{\sigma} = \Phi_{в} + \Phi_{а} + \Phi_{\sigma}$, не зависит от тока возбуждения и при всех условиях отстается неизменным, так как

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a + \dot{E}_{\sigma a} = -\dot{U}_c = \text{const.} \quad (8.29)$$

Следовательно, если ток возбуждения I_b больше тока, требуемого для полного возбуждения, то возникает отстающая составляющая тока I_a , которая создает размагничивающий поток реакции якоря Φ_a ; если ток I_b меньше тока, необходимого для полного возбуждения, то возникает опережающая составляющая тока I_a , которая создает подмагничивающий поток реакции якоря Φ_a . Во всех случаях суммарный поток машины $\Sigma \Phi$ автоматически поддерживается неизменным.

Зависимость тока якоря от тока возбуждения, называемая *У-образной характеристикой*, представлена на рис. 8.25. Для каждой мощности имеется вполне определенный ток возбуждения, которому соответствует минимум тока якоря. Чем больше мощность, тем больше ток возбуждения, соответствующий минимальному току якоря. Штриховая кривая, проведенная через минимумы токов, соответствует режимам работы генератора с $\cos \varphi = 1$.

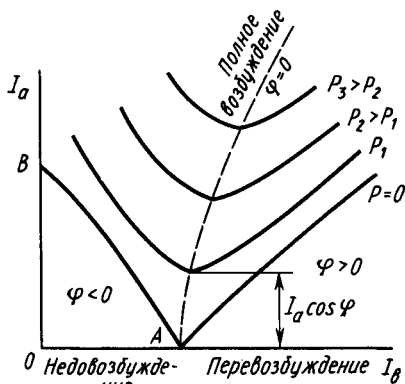


Рис. 8.25. У-образные характеристики синхронного генератора

§ 8.9. МОЩНОСТЬ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Чтобы установить, как зависит активная мощность P синхронной машины от угла нагрузки θ , рассмотрим упрощенные векторные диаграммы, построенные при $R_a = 0$.

Активная мощность. Из диаграммы, приведенной на рис. 8.26, а для неявнополусной машины, можно установить, что общая сторона треугольников OAB и ACB $AB = OA \sin \theta = AC \cos \varphi$ или с учетом модулей соответствующих векторов

$$E_0 \sin \theta = I_a X_{\text{сн}} \cos \varphi. \quad (8.30)$$

Следовательно, активная мощность синхронной машины

$$P = m U I_a \cos \varphi = m U E_0 / X_{\text{сн}} \sin \theta. \quad (8.31)$$

Векторная диаграмма для явнополюсной машины приведена на рис. 8.26, б. Так как $\varphi = \psi - \theta$, то активная мощность

$$P = m U I_a \cos(\psi - \theta) = m U (I_a \sin \psi \sin \theta + I_a \cos \psi \cos \theta) = \\ = m U (I_d \sin \theta + I_q \cos \theta). \quad (8.32)$$

Чтобы определить токи I_d и I_q , спроецируем модули векторов ЭДС $\dot{E}_0$, напряжения $\dot{U}$, падений напряжений $j \dot{I}_d X_d$ и $-j \dot{I}_q X_q$ на оси — параллельную и перпендикулярную вектору E_0 . Тогда $E_0 = U \cos \theta + I_d X_d$; $U \sin \theta = I_q X_q$, откуда

$$I_d = (E_0 - U \cos \theta) / X_d; \quad I_q = U \sin \theta / X_q. \quad (8.33)$$

Подставляя значение I_d и I_q в (6.32), получаем

$$P = m U \{ [(E_0 - U \cos \theta) / X_d] \sin \theta + (U \sin \theta / X_q) \cos \theta \},$$

или, используя формулу $\sin 2\theta = 2 \sin \theta \cos \theta$,

$$P = (m U E_0 / X_d) \sin \theta + (m U^2 / 2) (1 / X_q - 1 / X_d) \sin 2\theta. \quad (8.34)$$

Электромагнитный момент. В синхронных машинах большой и средней мощности потери мощности в обмотке якоря $\Delta P_{\text{аэл}} = m I_a^2 R_a$ малы по сравнению с электрической мощностью P , отдаваемой (в генераторе) или потребляемой (в двигателе) обмоткой якоря. Следовательно, если пренебречь величиной $\Delta P_{\text{аэл}}$, то можно считать, что электромагнитная мощность машины $P_{\text{эм}} = P$. Электромагнитный момент пропорционален мощности и $P_{\text{эм}}$, поэтому для неявнополюсной и явнополюсной машин соответственно

$$M = P_{\text{эм}} / \omega_1 = [m U E_0 / (\omega_1 X_{\text{сн}})] \sin \theta; \quad (8.35)$$

$$M = P_{\text{эм}} / \omega_1 = [m U E_0 / (\omega_1 X_d)] \sin \theta + \\ + [m U^2 / (2 \omega_1)] (1 / X_q - 1 / X_d) \sin 2\theta. \quad (8.36)$$

При неявнополюсной машине зависимость $M = f(\theta)$ представляет собой синусоиду, симметричную относительно осей координат (рис. 8.27). При явнополюсной машине из-за неодинаковой магнитной проводимости по различным осям ($X_d \neq X_q$) возникает реактивный момент

$$M_p = [m U^2 / (2 \omega_1)] (1 / X_q - 1 / X_d) \sin 2\theta. \quad (8.37)$$

Он появляется в результате стремления ротора ориентироваться по оси результирующего поля, что несколько искажает синусоидальную зависимость $M = f(\theta)$. Реактивный

момент возникает даже при отсутствии тока возбуждения (когда $E_0=0$); он пропорционален $\sin 2\theta$.

Так как электромагнитная мощность $P_{эм}$ пропорциональна моменту, то приведенные на рис. 8.27 характеристики в другом масштабе представляют собой зависимости $P_{эм}=f(\theta)$ или при принятом предположении ($\Delta P_{aэд}=0$) — зависимости $P=f(\theta)$. Кривые $M=f(\theta)$ и $P_{эм}=f(\theta)$ называют угловыми характеристиками.

Физически полученная форма кривой $M=f(\theta)$ обусловлена тем, что потоки Φ_B и $\Sigma\Phi$ сдвинуты между собой на тот же угол θ , на который сдвинуты векторы $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ (векторы Φ_B и $\Sigma\Phi$ опережают $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ на 90°). Поэтому если угол $\theta=0$ (холостой ход), то между ротором и статором существуют только силы притяжения f , направленные радиально (рис. 8.28, а), и электромагнитный момент равен нулю.

При $\theta > 0$ (генераторный режим) ось потока возбуждения Φ_B (полюсов ротора) под действием вращающего момента $M_{вн}$ опережает ось суммарного потока $\Sigma\Phi$ на угол θ (рис. 8.28, б), вследствие чего электромагнитные силы, возникающие между ротором и статором, образуют тангенциальные составляющие, которые создают электромагнитный

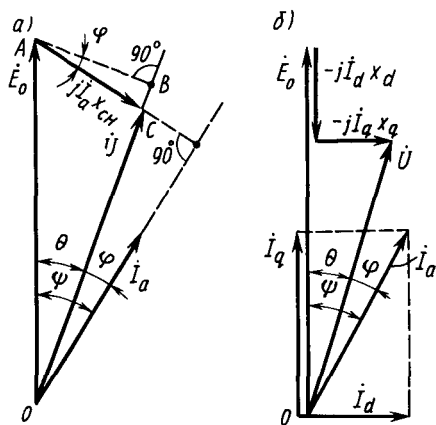


Рис. 8.26. Упрощенные векторные диаграммы неявнополюсной (а) и явнополюсной (б) синхронных машин

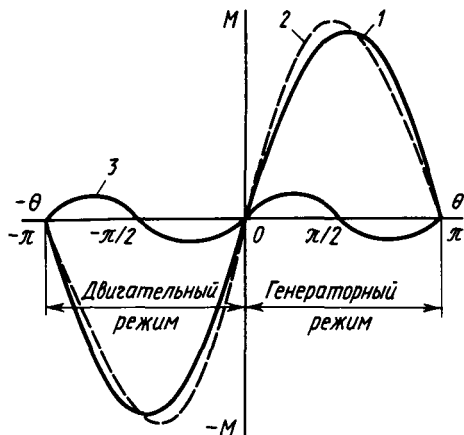


Рис. 8.27. Угловые характеристики явнополюсной и неявнополюсной машин

тормозной момент M . Максимум момента соответствует значению $\theta = 90^\circ$, когда ось полюсов ротора расположена между осями «полюсов» суммарного потока $\Sigma\Phi$. При $\theta < 0$ (двигательный режим) ось потока возбуждения под действием тормозного момента нагрузки $M_{\text{вн}}$ отстает от оси суммарного потока (рис. 8.28, в), вследствие чего тангенциальные составляющие электромагнитных сил, возникающие между ротором и статором, создают электромагнитный вращающий момент M .

§ 8.10. СТАТИЧЕСКАЯ УСТОЙЧИВОСТЬ

Угловая характеристика синхронной машины имеет важное значение для оценки *статической устойчивости* и степени перегружаемости. Под *статической устойчивостью синхронной машины*, работающей параллельно с сетью, понимают ее способность сохранять синхронное вращение (т. е. условие $n_2 = n_1$) при изменении внешнего вращающего или тормозного момента $M_{\text{вн}}$, приложенного к ее валу. *Статическая устойчивость обеспечивается только при углах $\theta < \pi/2$.*

Условия статической устойчивости. Допустим, что синхронный генератор работает при некотором внешнем моменте $M_{\text{вн}}$, передаваемом его ротору от первичного двигателя. При этом ось полюсов сдвинута на некоторый угол θ относительно оси суммарного потока $\Sigma\Phi$ и машина развивает электромагнитный момент M , который можно считать равным $M_{\text{вн}}$ (точки A и C на рис. 8.29, а). Если момент $M_{\text{вн}}$ возрастает, то ротор генератора ускоряется, что приводит к увеличению угла θ до значения $\theta + \Delta\theta$. При работе машины в точке A возрастание угла θ вызывает

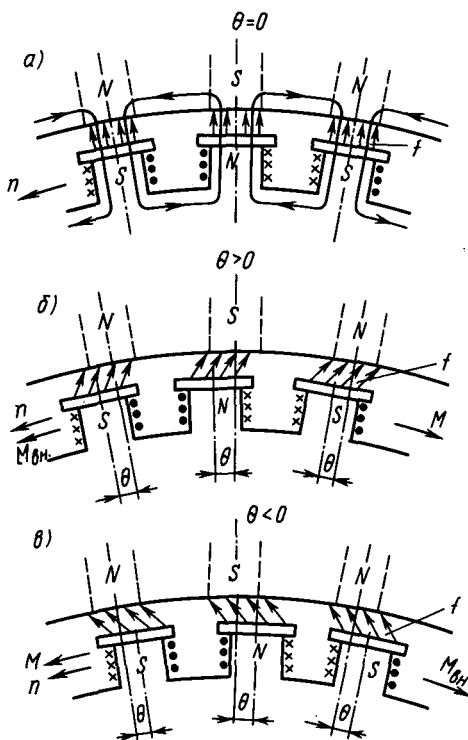


Рис. 8.28. Характеристики взаимодействия потоков $\Phi_{\text{в}}$ и $\Sigma\Phi$ синхронной машины

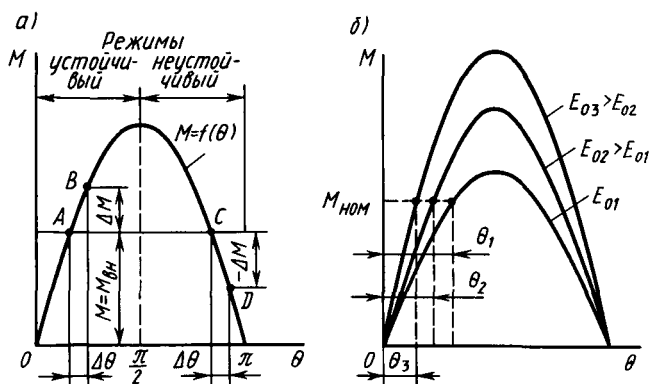


Рис. 8.29. Угловые характеристики при различных значениях E_0

увеличение электромагнитного момента до значения $M + \Delta M$ (точка B); в результате равновесие моментов, действующих на вал ротора, восстанавливается и машина после некоторого колебательного процесса продолжает работать с синхронной частотой вращения.

Аналогичный процесс происходит и при уменьшении $M_{вн}$; при этом соответственно уменьшаются угол θ и момент M , а следовательно, равновесие моментов также восстанавливается. Однако если машина работает при $\pi/2 < \theta < \pi$ (точка C), то увеличение угла θ вызывает уменьшение электромагнитного момента до значения $M - \Delta M$ (точка D). В результате равновесие моментов, действующих на вал ротора, нарушается, ротор продолжает ускоряться, а угол θ возрастать. Возрастание угла θ может привести к двум результатам: 1) машина переходит в точку устойчивой работы (аналогичную точке A) на последующих положительных полуволнах; 2) ротор по инерции проскакивает устойчивое положение, при этом происходит выпадение из синхронизма, т. е. ротор начинает вращаться с частотой, отличающейся от частоты вращения магнитного поля статора.

Выпадение из синхронизма — аварийный режим, так как сопровождается прохождением по обмотке якоря больших токов. Это объясняется тем, что ЭДС генератора E и напряжение сети U_c при указанном режиме могут складываться по контуру «генератор — сеть», а не вычитаться, как при нормальной работе.

Если внешний момент по какой-либо причине снижается, то при работе машины в точке C угол θ уменьшается, электромагнитный момент возрастает, что приводит

к дальнейшему уменьшению угла θ и переходу к работе в устойчивой точке A .

Из рассмотрения рис. 8.29, *а* следует, что синхронная машина работает устойчиво, если $dM/d\theta > 0$, и неустойчиво, если $dM/d\theta < 0$; чем меньше угол θ , тем больший запас по устойчивости имеет машина.

Если машина работает в установившемся режиме при некотором угле θ , то малое отклонение $\Delta\theta$ от этого угла сопровождается возникновением момента

$$\Delta M = (dM/d\theta)\Delta\theta, \quad (8.38)$$

который стремится восстановить исходный угол θ . Этот момент называют *синхронизирующим*. Ему соответствует понятие синхронизирующей мощности

$$\Delta P_{\text{эм}} = (dP_{\text{эм}}/d\theta)\Delta\theta. \quad (8.39)$$

Производные $dM/d\theta$ и $dP_{\text{эм}}/d\theta$ называют соответственно *удельным синхронизирующим моментом* и *удельной синхронизирующей мощностью* (иногда их называют *коэффициентами синхронизирующего момента и синхронизирующей мощности*). При неявнополусной машине $dM/d\theta = M_{\text{max}} \cos \theta$; $dP_{\text{эм}}/d\theta = P_{\text{эм max}} \cos \theta$.

Удельный синхронизирующий момент имеет максимальное значение при $\theta=0$ —с возрастанием θ он уменьшается; при $\theta=\pi/2$ он равняется нулю, поэтому синхронные машины обычно работают с $\theta=20\dots35^\circ$, что соответствует двукратному или несколько большему запасу по моменту.

Статическая перегружаемость синхронной машины оценивается отношением

$$k_{\text{п}} = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = P_{\text{max}}/P_{\text{ном}}. \quad (8.40)$$

Согласно ГОСТу это отношение для мощных генераторов должно быть не менее 1,6...1,7, а для синхронных двигателей большой и средней мощности—не менее 1,65.

Влияние тока возбуждения на устойчивость. Устойчивость генератора при заданном значении активной мощности, отдаваемой в сеть, зависит от тока возбуждения. При увеличении тока возбуждения возрастает ЭДС E_0 , а следовательно, и момент M_{max} ; при этом увеличивается устойчивость машины.

На рис. 8.29, *б* изображены угловые характеристики при различных токах возбуждения (при различных E_0), откуда следует, что чем больше ток возбуждения, тем меньше угол θ при заданной нагрузке, а следовательно, тем больше отношение $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$ и перегрузочная способность.

Обычно электрическая сеть, на которую работают синхронные генераторы, является для них активно-индуктивной нагрузкой (генераторы отдают как активную P , так и реактивную Q мощности). При этом *синхронные генераторы должны работать с некоторым перевозбуждением, обеспечивающим повышение перегрузочной способности*. Так, например, согласно ГОСТу, в синхронных генераторах при номинальном режиме ток $\dot{I}_a$ должен опережать напряжение сети $\dot{U}_c$ (т. е. отставать от напряжения $\dot{U}$) и иметь $\cos \varphi = 0,8$. Однако если сеть создает активно-емкостную нагрузку (например, из-за подключения к ней большого числа статических или вращающихся компенсаторов), то генератор для поддержания стабильного напряжения работает с недо возбуждением, т. е. при токе $\dot{I}_a$, опережающем напряжение $\dot{U}$. Такой режим неблагоприятен для него, так как с уменьшением тока возбуждения при заданной активной мощности P возрастает угол θ и снижается перегрузочная способность $M_{\max}/M_{\text{ном}}$, определяющая устойчивость машины.

Регулирование тока возбуждения. В современных синхронных генераторах широко применяют автоматическое регулирование тока возбуждения для стабилизации напряжения при изменении нагрузки и повышения статической и динамической устойчивости. Для этого генераторы большой мощности снабжают регуляторами сильного действия, которые реагируют не только на отклонение напряжения U от установленного значения, но и на производные во времени dU/dt и dI_a/dt ; последняя производная определяется изменениями угла нагрузки $d\theta/dt$.

§ 8.11. РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ РАБОТЕ С СЕТЬЮ

Изменение активной и реактивной мощностей синхронного генератора, работающего параллельно с сетью большой мощности, осуществляется путем изменения внешнего момента и тока возбуждения. Чтобы обеспечить требуемый режим работы генератора, обычно одновременно регулируют и ток возбуждения, и вращающий момент.

Рассмотрим два предельных случая регулирования: момента при неизменном токе возбуждения и тока возбуждения при неизменном внешнем моменте.

Работа генератора с неизменным током возбуждения. Для генератора с неявно выраженными полюсами векторную диаграмму (рис. 8.30, *a*) строят по уравнению $\dot{U} = \dot{E}_0 - j\dot{I}_a X_{\text{сн}}$. Вектор напряжения сети $\dot{U}_c$ по контуру обмотки генератора имеет направление, встречное вектору напряжения генератора, т. е. $\dot{U} = -\dot{U}_c$.

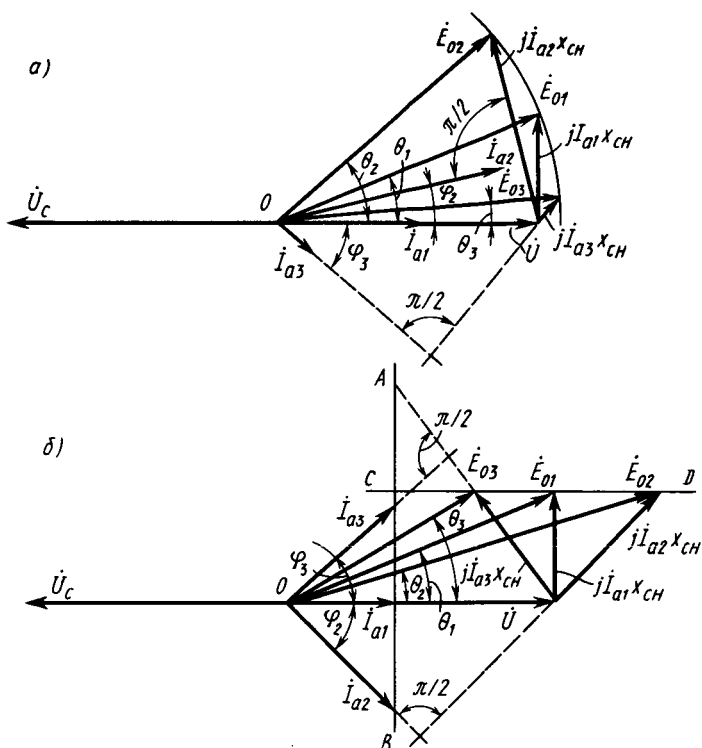


Рис. 8.30. Векторные диаграммы синхронного генератора при различных режимах нагрузки (а, б)

Если генератор работает с $\cos \varphi = 1$, то вектор тока якоря I_{a1} совпадает по направлению с вектором напряжения $\vec{U}$, а вектор ЭДС $\vec{E}_{01}$ опережает эти векторы на угол θ_1 . При изменении нагрузки, например при ее возрастании, следует увеличить момент, приложенный к валу генератора. При этом угол θ должен увеличиться до какого-то значения θ_2 в соответствии с возрастанием мощности со значения P_1 до P_2 .

Принимая полезную мощность (отдаваемую в сеть), равной электромагнитной $P = m(E_0/X_{\text{сн}})U \sin \theta$, для соотношения мощностей P_1 и P_2 имеем $P_1/P_2 = \sin \theta_1/\sin \theta_2$. Таким образом, при увеличении мощности с P_1 до P_2 вектор ЭДС $\vec{E}_0$ поворачивается в сторону опережения и образует с вектором $\vec{U}$ угол θ_2 . Конец вектора $\vec{E}_0$ скользит по окружности радиусом, равным E_0 , так как ток возбуждения остается неизменным.

Соединив конец вектора $\vec{U}$ с концом вектора $\vec{E}_{02}$, получим вектор $j\vec{I}_{a2}X_{\text{сн}}$. Вектор тока $\vec{I}_{a2}$ перпендикулярен падению напряжения $j\vec{I}_{a2}X_{\text{сн}}$, а его модуль определится из соотношения

$$I_{a2}/I_{a1} = |jI_{a2}X_{\text{сн}}|/|jI_{a1}X_{\text{сн}}|.$$

При уменьшении мощности с P_1 до P_3 следует уменьшить момент, приложенный к валу генератора. При этом новый угол θ_3 меньше угла θ_1 . Построение всех векторов (рис. 8.30, а) на диаграмме и в этом случае аналогично описанному в предшествующем примере.

Приведенные диаграммы показывают, что при изменении внешнего момента, приложенного к валу синхронного генератора, работающего параллельно с сетью, изменяется не только активная, но и реактивная мощность. Следовательно, для того чтобы обеспечить наиболее благоприятный или требуемый режим работы генератора, при изменении активной мощности необходимо регулировать и ток возбуждения.

Работа генератора с неизменным моментом. Неизменность внешнего момента на валу генератора эквивалентна неизменности его мощности $P = mUI_a \cos \varphi$. При работе на сеть большой мощности $U = U_c = \text{const}$, следовательно, при изменении тока возбуждения остается постоянной активная составляющая тока якоря $I_a \cos \varphi = \text{const}$. На векторной диаграмме (рис. 8.30, б) это условие выражается в том, что конец вектора $\vec{I}_a$ скользит по прямой AB , перпендикулярной вектору напряжения $\vec{U}$. Однако при неизменной мощности (для машины с неявно выраженными полюсами) справедливо условие $P = (mE_0 U/X_{\text{сн}}) \sin \theta = \text{const}$. При изменении тока возбуждения остаются неизменными все величины, кроме E_0 и $\sin \theta$; следовательно, условие неизменной мощности приводит к условию $E_0 \sin \theta = \text{const}$. На диаграмме это условие выражается в том, что конец вектора $\vec{E}_0$ скользит по прямой CD , параллельной вектору напряжения $\vec{U}$. Чем меньше ток возбуждения, тем меньше по модулю вектор $\vec{E}_0$, но больше угол θ . Вектор тока $\vec{I}_a$ перпендикулярен вектору падения напряжения $j\vec{I}_a X_{\text{сн}}$, поэтому его можно легко построить для каждого угла θ .

На рис. 8.30, б показаны положения векторов $\vec{E}_0$, $\vec{I}_a$ и $j\vec{I}_a X_{\text{сн}}$ для трех значений тока I_b (эти векторы имеют индексы «1», «2» и «3»). Минимальному значению тока I_a соответствует режим работы при $\cos \varphi = 1$, чему соответствует определенный ток возбуждения. При увеличении тока возбуждения свыше этого значения или его уменьшения ток I_a возрастает.

§ 8.12. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ВЫПРЯМИТЕЛЬНУЮ НАГРУЗКУ

Часто генератор постоянного тока заменяют синхронным генератором, на выходе которого включен полупроводниковый выпрямитель (рис. 8.31, а, б). Замена генератора

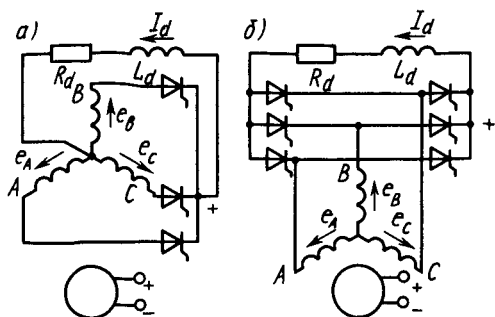


Рис. 8.31. Схемы работы генератора на выпрямительную нагрузку при трехфазной нулевой (а) и мостовой (б) схемах выпрямления

постоянного тока синхронным позволяет выполнить машину более быстроходной, а следовательно, существенно уменьшить ее габариты и массу. Это объясняется тем, что в машинах постоянного тока для обеспечения удовлетворительной коммутации (см. гл. 10) ограничивают окружную скорость коллектора, а следовательно, и ротора. Кроме того, эксплуатация синхронного генератора, в котором отсутствует коллектор, проще, а надежность выше, чем у генератора постоянного тока.

Условия работы. При работе генератора, на выходе которого включен выпрямитель, ток в фазах обмотки якоря является несинусоидальным. В зависимости от схемы включения вентилей этот ток представляет собой ряд одно- и двухполярных импульсов, форма которых близка к трапеции (рис. 8.32, а, б).

В ряде случаев выпрямитель, включенный на выходе синхронного генератора, выполняют управляемым (на тиристорах). Задерживая моменты открытия тиристоров на некоторый угол α (угол регулирования) относительно моментов, соответствующих началу прохождения тока через вентили в схеме неуправляемого выпрямителя (на диодах), можно изменять среднее значение выпрямленного напряжения. Применение управляемого выпрямителя позволяет осуществлять быстродействующее регулирование напряжения генератора, так как при этом не требуется изменять его ток возбуждения. Можно также питать от одного генератора несколько нагрузок, регулируя напряжение на каждой из них независимо от других.

Обычно нагрузка (на стороне постоянного тока) имеет большую индуктивность, вследствие чего ток нагрузки I_d в большинстве случаев можно принять постоянным. Переход тока с одной фазы обмотки якоря к другой не может происходить мгновенно из-за индуктивности этих фаз. Поэтому в течение времени, соответствующего углу коммутации γ , ток проходит одновременно через два вентиля и две фазы: в одной он возрастает от нуля до I_d ,

а в другой — уменьшется до нуля. В результате первая гармоническая тока фазы отстает от напряжения генератора на угол, примерно равный $0,5\gamma$. При включении на выходе генератора управляемого выпрямителя, первая гармоническая тока фазы отстает от ЭДС на угол $\alpha + 0,5\gamma$. Угол коммутации γ можно вычислить по формуле

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d X_k}{[(\pi/3) E_{km}]}, \quad (8.41)$$

где X_k — индуктивное сопротивление фазы в режиме коммутации; E_{km} — амплитудное значение фазной ЭДС за сопротивлением X_k .

При коммутации одновременно открыты однополярные вентили двух фаз (рис. 8.33), вследствие чего эти фазы оказываются замкнутыми накоротко и ток из одной фазы переходит в другую под действием разности фазных ЭДС. Так как время коммутации вентилей незначительно (доли полупериода), электромагнитные процессы в машине протекают так же, как и на начальном этапе внезапного двухфазного короткого замыкания. Поэтому в качестве сопротивления X_k следует принимать индуктивное сопротивление для этого режима:

$$X_k \approx 0,25(3X_d'' + X_q''), \quad (8.42)$$

где X_d'' и X_q'' — сверхпереходные индуктивные сопротивления обмотки якоря (см. § 8.17).

Физически это означает, что несинусоидальный ток в обмотке якоря создает высшие гармонические МДС якоря и соответствующие потоки, которые индуцируют в демпферной обмотке и обмотке возбуждения высшие гармонические ЭДС и токов. В результате этого форма и величина

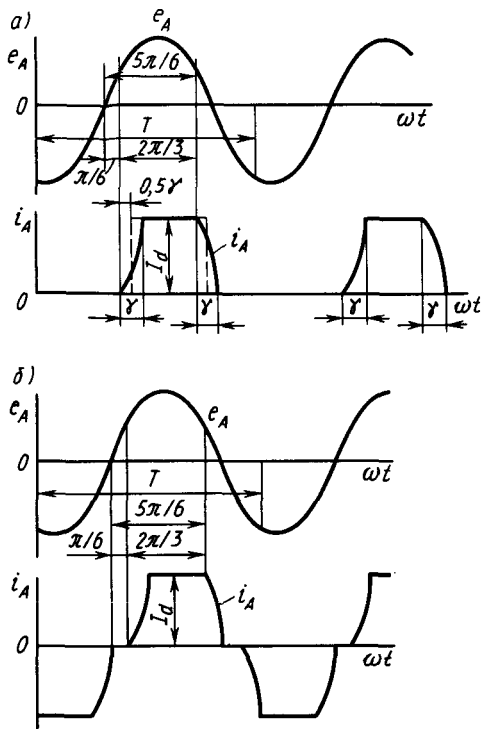


Рис. 8.32. Графики ЭДС и тока в фазе обмотки якоря при трехфазной нулевой (а) и мостовой (б) схемах выпрямления

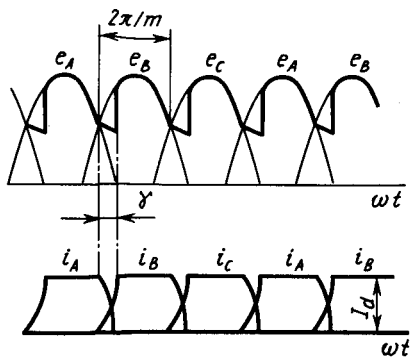


Рис. 8.33. Кривые фазных ЭДС и токов при работе синхронного генератора на выпрямитель

так как индуцируются синусоидальным магнитным потоком.

Для машины с явновыраженными полюсами векторная диаграмма (рис. 8.34, б) строится по уравнению

$$\dot{E}_k = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d(X_d - X_d'') - j\dot{I}_q(X_q - X_q''). \quad (8.44)$$

Как следует из векторных диаграмм, при работе генератора на выпрямительную нагрузку за угол φ принимают угол $0,5\gamma$. Вектор первой гармонической напряжения на диаграммах обычно не показывают, так как для генератора, нагруженного на выпрямитель, практически важным является среднее значение выпрямленного напряжения $\dot{U}_d$.

В период коммутации вентилей, включенных, например, в фазы А и В (рис. 8.33), мгновенное значение выпрямленного напряжения $U_d = 0,5 (e_A + e_B)$ меньше, чем при отсутствии коммутации. Следовательно, наличие индуктивного сопротивления X_k приводит к уменьшению среднего значения

результатирующего магнитного потока машины остаются практически неизменными.

Векторная диаграмма.

Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора, работающего на выпрямительную нагрузку, показана на рис. 8.34, а и соответствует уравнению $\dot{E}_k = \dot{E}_0 - j\dot{I}_d(X_{сн} - X_k)$.

В качестве тока I_d принимается его первая гармоническая; ЭДС E_k и E_0 практически синусоидальны,

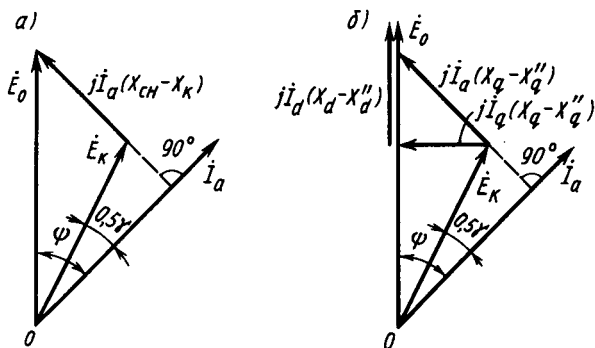


Рис. 8.34. Векторные диаграммы неявнополюсного и явнополюсного синхронного генератора, работающего на выпрямитель

выпрямленного напряжения U_d по сравнению с его значением U_{d0} при отсутствии коммутации (идеализированные условия) и к увеличению пульсаций в кривой выпрямленного напряжения (показана жирной линией на рис. 8.33). С учетом коммутации тока в выпрямителе при $I_d = \text{const}$ среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_k = U_{d0} - n I_d X_k / (2\pi / m), \quad (8.45)$$

где $\Delta U_k = n I_d X_k / (2\pi / m)$ — среднее значение падения напряжения, обусловленного коммутацией тока в выпрямителе; n — число последовательно включенных коммутационных групп вентилях (1 — при нулевой и 2 — при мостовой схемах). В общем случае $U_{d0} = \sqrt{2} E_k \sin(\pi/m) / (\pi/m)$. При включении выпрямителя по трехфазной нулевой схеме $U_{d0} = 1,17 E_k$, а по трехфазной мостовой схеме $U_{d0} = 2,34 E_k$, так как к вентилям приложена линейная ЭДС, равная $\sqrt{3} E_k$, и схема выпрямления эквивалентна шестифазной.

Использование мощности. При работе синхронного генератора на выпрямитель реализуемая мощность становится меньше номинальной, т. е. использование генератора ухудшается. Рассмотрим использование мощности на примерах двух наиболее распространенных схем выпрямления, заменив для простоты реальную форму тока прямоугольной с высотой I_d (см. рис. 8.32, а, штриховая линия).

При трехфазной нулевой схеме выпрямления (см. рис. 8.32, а) мощность одной фазы генератора

$$\begin{aligned} P_{\text{ф.в}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + 0,5\gamma}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha + 0,5\gamma} I_d U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_d U_m}{2\pi} \left[\cos \left(\frac{5}{6}\pi + \alpha + 0,5\gamma \right) - \right. \\ &\quad \left. - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + 0,5\gamma \right) \right] = \frac{I_d U_m}{2\pi} 2 \sin \frac{2\pi}{3} \sin \left(\frac{\pi}{2} + \alpha + 0,5\gamma \right) = \\ &= \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{2\pi} I_d U \cos(\alpha + 0,5\gamma). \end{aligned}$$

При прямоугольной форме тока действующее значение тока в любой фазе (А, В, и С) $I_a = I_d \sqrt{\tau/T} = I_d / \sqrt{3}$, где $\tau = T/3$ — время прохождения тока через данную фазу; T — период изменения тока. Следовательно, мощность фазы

$$P_{\text{ф.в}} = (3\sqrt{2}/2\pi) I_a U \cos(\alpha + 0,5\gamma) = 0,677 I_a U \cos(\alpha + 0,5\gamma).$$

Поскольку мощность одной фазы синхронного генератора при работе без выпрямителя $P_{\text{ф}} = I_a U \cos \varphi$, то коэффициент использования генератора

$$k_{\text{исп.н}} = P_{\text{ф.в}} / P_{\text{ф}} = 0,677 \cos(\alpha + 0,5\gamma) / \cos \varphi. \quad (8.46)$$

Таким образом, при $\cos \varphi = 1$ и $\alpha = 0$, т. е. при отсутствии регулирования, мощность генератора, работающего на выпрямитель, снижается примерно на $1/3$ по сравнению с мощностью генератора, работающего на чисто активную нагрузку. Это объясняется тем, что в данном случае ток проходит через фазу только в течение $1/3$ периода.

Лучшее использование генератора обеспечивается при применении *трехфазной мостовой схемы* выпрямления (см. рис. 8.32, б), в которой ток проходит через фазу в течение $2/3$ периода. В этом случае мощность одной фазы генератора

$$P_{\text{ф.в}} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha + 0,5\gamma}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha + 0,5\gamma} I_a U_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} I_a U \cos(\alpha + 0,5\gamma),$$

а действующее значение тока фазы $I_a = I_d \sqrt{2/3}$. Следовательно,

$$P_{\text{ф.в}} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{3}{2}} I_a U \cos(\alpha + 0,5\gamma) = \frac{3}{\pi} I_a U \cos(\alpha + 0,5\gamma)$$

и коэффициент использования

$$k_{\text{исп.м}} = 0,955 \cos(\alpha + 0,5\gamma) / \cos \varphi. \quad (8.47)$$

При увеличении угла регулирования α использование ухудшается, так как уменьшается среднее значение выпрямленного напряжения. Одновременно в этом случае первая гармоническая тока якоря I_a все более отстает по фазе от напряжения U генератора, вследствие чего возрастает размагничивающее действие реакции якоря. На векторной диаграмме синхронного генератора, работающего на управляемый выпрямитель, вектор тока якоря I_a отстает на угол $(\alpha + 0,5\gamma)$ от вектора ЭДС E_k и значение $\cos \varphi$ оказывается равным $\cos(\alpha + 0,5\gamma)$.

Потери мощности. Высшие гармонические тока якоря создают дополнительные электрические потери в проводниках обмотки якоря (из-за явления вытеснения тока), увеличивая на 5...8% основные электрические потери в ней. Дополнительные магнитные потери в стали магнитопровода, появляющиеся от высших гармонических поля, невелики, так как высшие гармонические МДС существенно уменьшаются токами демпферной обмотки. Генераторы, работающие на выпрямитель, целесообразно снабжать мощными демпферными обмотками еще и потому, что это уменьшает сверхпереходные индуктивные сопротивления X_d'' и X_q'' (см. § 8.17), от которых зависит угол коммутации γ , влияющий на использование генератора.

§ 8.13. СИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Синхронная машина, работающая параллельно с сетью, автоматически переходит в двигательный режим, если к валу

ротора приложен тормозной момент. При этом машина начинает потреблять из сети активную мощность и возникает электромагнитный вращающий момент. Частота вращения ротора остается неизменной, жестко связанной с частотой сети по соотношению $n_2 = n_1 = 60 f_1 / p$, что является важнейшим эксплуатационным свойством синхронных двигателей.

Векторные диаграммы. По основным комплексным уравнениям синхронной машины (8.15 и 8.21) могут быть построены векторные диаграммы. Однако для синхронного двигателя в приведенные уравнения вместо напряжения машины $\dot{U}$ надо подставить $-\dot{U}_c$, так как термин «напряжение двигателя» обычно не употребляется; при этом для неявнополусной и явнополусной машин имеем

$$\left. \begin{aligned} -\dot{U}_c &= \dot{E}_0 - j\dot{I}_a X_{сн}; \\ -\dot{U}_c &= \dot{E}_0 - j\dot{I}_d X_d - j\dot{I}_q X_q \end{aligned} \right\} \quad (8.48)$$

Построение векторных диаграмм (рис. 8.35, а, б) по формулам (8.48) рекомендуется начинать с изображения векторов $\dot{U}_c$ и $-\dot{U}_c$. Затем строится вектор тока $\dot{I}_a$, активная составляющая которого совпадает с направлением вектора $\dot{U}_c$, и определяется вектор $\dot{E}_0$. При построении диаграммы для явнополусной машины (рис. 8.35, б) нужно также (по аналогии с построением диаграммы для генератора, см. рис. 8.17, в) сначала определить направление вектора $\dot{E}_0$, прибавив к $-\dot{U}_c$ вспомогательный вектор $j\dot{I}_a X_q$.

Чтобы выяснить свойства синхронного двигателя, рассмотрим его работу при изменении нагрузочного момента $M_{вн}$ и постоянном токе возбуждения; при этом для простоты будем пользоваться векторной диаграммой неявнополусной машины. Допустим, что двигатель работает при $\cos \varphi = 1$, чему на векторной диаграмме (рис. 8.36, а) соответствуют ток I_{a1} и угол θ_1 . С повышением нагрузки увеличивается угол между векторами $\dot{E}_0$ и $-\dot{U}_c$ до какого-то значения θ_2 , так как, согласно (8.35), вращающий момент $M = M_{вн}$ пропорционален $\sin \theta$. При этом конец вектора $\dot{E}_0$ перемещается по окружности с радиусом, равным E_0 , и при принятых условиях ($I_b = \text{const}$; $E_0 = \text{const}$; $U_c = \text{const}$) вектор тока $\dot{I}_{a2}$ также поворачивается вокруг точки O , располагаясь перпендикулярно вектору $-j\dot{I}_{a2} X_{сн}$. Из диаграммы видно, что в рассматриваемом случае ток двигателя $\dot{I}_{a2}$ имеет отстающую реактивную составляющую. Если нагрузка двигателя уменьшается по сравнению с исходной, то угол θ уменьшается до значения θ_3 . При этом ток двигателя $\dot{I}_{a3}$ имеет опережающую реактивную составляющую.

Следовательно, изменение активной мощности синхронного двигателя приводит к изменению его $\cos \varphi$; при уменьшении нагрузки вектор тока поворачивается в сторону опережения

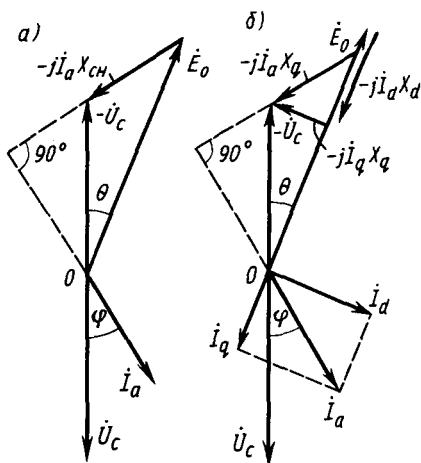


Рис. 8.35. Упрощенные векторные диаграммы синхронного неявнополюсного (а) и явнополюсного (б) двигателя

тока возбуждения ЭДС $\dot{E}_0$ снижается до $\dot{E}_{02}$. Поскольку активная мощность остается неизменной, из условия $P_{эл} = P_{эм} = (mUE_0/X_{сн}) \sin \theta = \text{const}$ получаем, что $E_{01} \sin \theta_1 =$

и двигатель может работать с $\cos \varphi = 1$ или с опережающим током; при увеличении нагрузки вектор тока поворачивается в сторону отставания.

Если при неизменной активной мощности изменять ток возбуждения, то будет изменяться только реактивная мощность, т. е. величина $\cos \varphi$. Векторная диаграмма для этого случая изображена на рис. 8.36, б. Если двигатель работает при $\cos \varphi = 1$, то этому режиму соответствует ЭДС $\dot{E}_{01}$ и некоторый угол θ_1 . При уменьшении

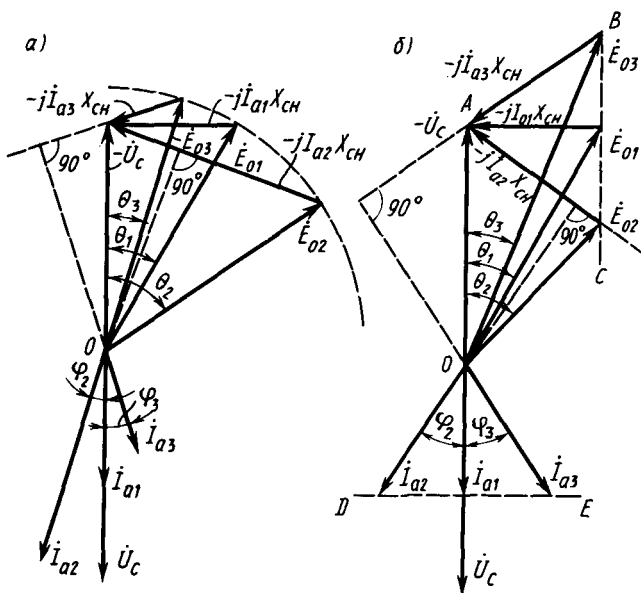


Рис. 8.36. Упрощенные векторные диаграммы синхронного двигателя при изменении нагрузочного момента на валу (а) и тока возбуждения (б)

$= E_{02} \sin \theta_2$, откуда следует, что конец вектора $\vec{E}_0$ при изменении тока возбуждения перемещается по прямой BC , параллельной вектору $\vec{U}_c$ и проходящей через конец вектора $\vec{E}_{01}$. Из векторной диаграммы видно, что угол $\theta_2 > \theta_1$.

Аналогично строят диаграмму при увеличении тока возбуждения. В этом случае ЭДС $\vec{E}_0$ возрастает до величины $\vec{E}_{03}$ и угол θ_3 становится меньшим θ_1 . Вектор $-j\vec{I}_{a3}X_{сн}$ поворачивается вокруг точки A , и соответственно ему изменяет направление вектор тока $\vec{I}_{a3}$, перпендикулярный вектору $-j\vec{I}_{a3}X_{сн}$, при этом из условия равенства активных мощностей $I_{a1} \cos \varphi_1 = I_{a2} \cos \varphi_2 = I_{a3} \cos \varphi_3$ конец вектора тока $\vec{I}_a$ перемещается по прямой DE , перпендикулярной вектору $\vec{U}_c$. По диаграмме (рис. 8.36, б) можно построить U -образные характеристики для двигателя $I_a = f(I_b)$, которые будут иметь такую же форму, как и характеристики для генератора (см. рис. 8.25), с тем лишь отличием, что для двигателя угол сдвига фаз φ принято отсчитывать от вектора напряжения сети $\vec{U}_c$. При недовозбуждении ток $\vec{I}_a$ отстает от напряжения сети $\vec{U}_c$, т. е. двигатель потребляет из сети реактивную мощность, а при перевозбуждении ток опережает напряжение сети $\vec{U}_c$, т. е. двигатель отдает в сеть реактивную мощность.

Рабочие характеристики. Они представляют собой зависимости тока I_a , электрической мощности P_1 , поступающей в обмотку якоря, КПД η и $\cos \varphi$ от отдаваемой механической мощности P_2 при $U_c = \text{const}$, $f_c = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$ (рис. 8.37). Часто эти характеристики строят в относительных единицах. Поскольку частота вращения двигателя постоянна, зависимость $n_2 = f(P_2)$ обычно не приводится; не приводится также и зависимость $M = f(P_2)$, так как вращающий момент M пропорционален P_2 . Зависимость $P_1 = f(P_2)$ имеет характер, близкий к линейному.

Ток двигателя при холостом ходе является практически реактивным. По мере роста нагрузки возрастает активная составляющая тока, в связи с чем зависимость тока I_a от мощности P_2 является нелинейной. Кривая $\eta = f(P_2)$ имеет характер, общий для всех электрических машин. Синхронные двигатели могут работать при $\cos \varphi = 1$, но обычно их рассчитывают на работу при номинальной нагрузке с опережающим током и $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,9 \dots 0,8$. В этом случае улучшается суммарный $\cos \varphi$ сети, от которой питаются

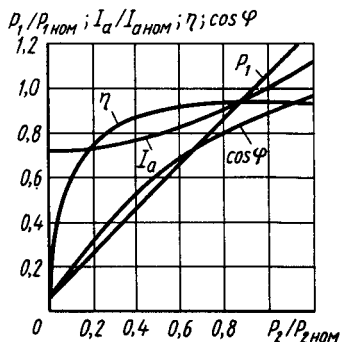


Рис. 8.37. Рабочие характеристики синхронного двигателя

синхронные двигатели, так как создаваемая ими опережающая реактивная составляющая тока I_a компенсирует отстающую реактивную составляющую тока асинхронных двигателей. Зависимость $\cos \varphi = f(P_2)$ при работе машин с перевозбуждением имеет максимум в области $P_2 > P_{ном}$. При снижении P_2 значение $\cos \varphi$ уменьшается, а отдаваемая в сеть реактивная мощность возрастает.

Достоинства и недостатки синхронного двигателя в сравнении с асинхронным. Синхронные двигатели имеют следующие достоинства:

а) возможность работы при $\cos \varphi = 1$; это приводит к улучшению $\cos \varphi$ сети, а также к сокращению размеров двигателя, так как его ток меньше тока асинхронного двигателя той же мощности. При работе с опережающим током синхронные двигатели служат генераторами реактивной мощности, поступающей в асинхронные двигатели, что снижает потребление этой мощности от генераторов электростанций;

б) меньшую чувствительность к колебаниям напряжения, так как их максимальный момент пропорционален напряжению в первой степени (а не квадрату напряжения);

в) строгое постоянство частоты вращения независимо от механической нагрузки на валу.

Недостатки синхронных двигателей:

а) сложность конструкции;

б) сравнительная сложность пуска в ход (см. § 8.14);

в) трудности с регулированием частоты вращения, которое возможно только путем изменения частоты питающего напряжения.

Указанные недостатки синхронных двигателей делают их менее выгодными, чем асинхронные двигатели, при ограниченных мощностях до 100 кВт. Однако при более высоких мощностях, когда особенно важно иметь высокий $\cos \varphi$ и уменьшенные габаритные размеры машины, синхронные двигатели предпочтительнее асинхронных.

§ 8.14. ПУСК СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Синхронный двигатель не имеет начального пускового момента. Если его подключить к сети переменного тока, когда ротор неподвижен, а по обмотке возбуждения проходит постоянный ток, то за один период изменения тока электромагнитный момент будет дважды изменять свое направление, т. е. средний момент за период равняется нулю. При этих условиях двигатель не сможет прийти во вращение, так как его ротор, обладающий определенной инерцией, не может быть в течение одного полупериода разогнан до синхронной частоты вращения. Следовательно,

для пуска синхронного двигателя необходимо разогнать его ротор с помощью внешнего момента до частоты вращения, близкой к синхронной.

Метод асинхронного пуска.

В настоящее время чаще всего применяют метод асинхронного пуска. При этом методе синхронный двигатель пускают как асинхронный, для чего его снабжают специальной короткозамкнутой пусковой обмоткой, выполненной по типу «белчья клетка». Чтобы увеличить сопротивление стержней, клетку изготовляют из латуни. При включении трехфазной обмотки статора в сеть образуется вращающееся магнитное поле, которое, взаимодействуя с током I_n в пусковой обмотке (рис. 8.38, а), создает электромагнитные силы F и увлекает за собой ротор. После разгона ротора до частоты вращения, близкой к синхронной, постоянный ток, проходящий по обмотке возбуждения, создает синхронизирующий момент, который стягивает ротор в синхронизм.

Применяют две основные схемы пуска синхронного двигателя. При схеме, изображенной на рис. 8.38, б, обмотку возбуждения сначала замыкают на гасящий резистор, сопротивление которого $R_{\text{доб}}$ превышает в 8...12 раз активное сопротивление R_b обмотки возбуждения. После разгона ротора до частоты вращения, близкой к синхронной (при $s \approx 0,05$), обмотку возбуждения отключают от гасящего резистора и подключают к источнику постоянного тока (возбудителю), вследствие чего ротор стягивается в синхронизм. Осуществить пуск двигателя с разомкнутой обмоткой возбуждения нельзя, так как во время разгона ротора при $s > 0$ в ней вращающимся магнитным полем индуцируется электродвижущая сила $E_b = 4,44 f_2 w_b \Phi_m = 4,4 f_1 s w_b \Phi_m$; где $f_2 = f_1 s$ — частота изменения тока в обмотке

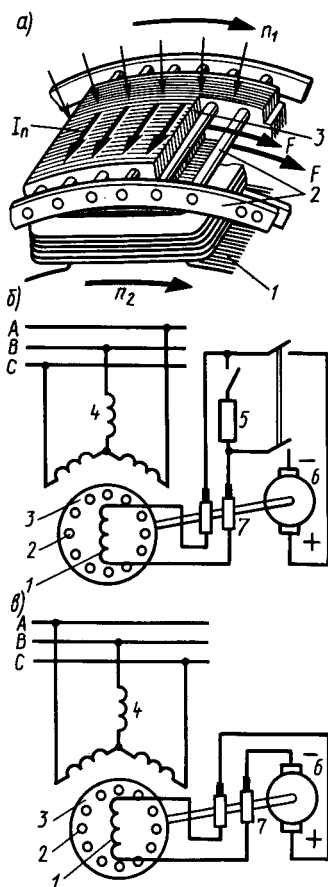


Рис. 8.38. Устройство пусковой обмотки синхронного двигателя (а) и схемы его асинхронного пуска (б, в):

1 — обмотка возбуждения; 2 — пусковая обмотка; 3 — ротор; 4 — обмотка якоря; 5 — якорь возбуждения; 6 — «белчья клетка»; 7 — кольца и щетки

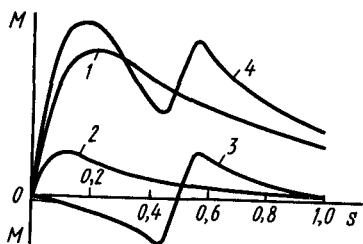


Рис. 8.39. Зависимость электромагнитного момента от скольжения при асинхронном пуске синхронного двигателя

ление которого по сравнению с сопротивлением R_b весьма мало, поэтому эту обмотку в режиме асинхронного пуска можно считать замкнутой накоротко. С уменьшением скольжения до $s=0,3 \dots 0,4$ возбудитель возбуждается и в обмотку возбуждения подается постоянный ток, обеспечивающий при $s \approx 0,05$ втягивание ротора в синхронизм.

Различие пусковых схем обусловлено тем, что не во всех случаях может быть применена более простая схема с постоянно подключенной к возбудителю обмоткой возбуждения (рис. 8.38, в), так как она имеет худшие пусковые характеристики, чем более сложная схема, приведенная на рис. 8.38, б. Главной причиной ухудшения пусковых характеристик является возникновение одноосного эффекта — влияние тока, индуцируемого в обмотке возбуждения при пуске, на характеристику пускового момента.

Одноосный эффект. При асинхронном пуске двигателя в обмотке возбуждения индуцируется ЭДС с частотой $f_2 = f_1 s$ и по обмотке проходит переменный ток, создающий пульсирующее магнитное поле (обмотка возбуждения в этом случае является однофазной обмоткой переменного тока). Пульсирующее магнитное поле можно разложить на две составляющие: прямое и обратное вращающиеся магнитные поля ротора, которые характеризуются потоками $\Phi_{пр}$ и $\Phi_{обр}$. Частота вращения каждого из этих полей относительно ротора $n_p = \pm 60 f_2 / p = \pm 60 f_1 s / p = \pm n_1 s$.

Прямое поле вращается синхронно с полем статора $n_{р.пр} = n_1$; образуемый этим полем с током статора электромагнитный момент $M_{пр}$ изменяется в зависимости от скольжения так же, как и в трехфазном асинхронном двигателе (рис. 8.39, кривая 2). Обратное поле ротора вращается относительно статора с частотой $n_{р.обр} = n_1 (1 - 2s)$.

При частотах вращения ротора $n_2 < 0,5 n_1$, т. е. при $s > 0,5$, обратное поле перемещается относительно статора в сторону, противоположную направлению вращения ротора; при

возбуждения; w_b — число витков обмотки возбуждения; Φ_m — амплитуда магнитного вращающегося поля.

В начальный момент пуска при $s=1$ из-за большого числа витков обмотки возбуждения ЭДС E_b может достигать весьма большого значения и вызывать пробой изоляции.

При схеме, изображенной на рис. 8.38, в, обмотка возбуждения постоянно подключена к возбудителю, сопротив-

$n_2 = 0,5n_1$ это поле неподвижно относительно статора; при $n_2 > 0,5$ (т. е. при $s < 0,5$) оно перемещается в ту же сторону, что и ротор.

В обмотке статора обратным полем индуцируется ЭДС с частотой $f_1(1-2s)$, для которого обмотка статора является короткозамкнутой. При этом по обмотке статора проходит соответствующий ток. Взаимодействуя с обратным полем ротора, этот ток создает электромагнитный момент $M_{обр}$. Так как направление момента зависит от направления вращения поля $n_{р.обр}$ относительно статора, то обратный момент является знакопеременным и изменение его направления происходит при $s = 0,5$ (рис. 8.39, кривая 3).

Таким образом, ток, индуцируемый в обмотке возбуждения при пуске двигателя, создает электромагнитный момент, который при частоте вращения, меньшей $0,5n_1$, является ускоряющим, а при большей частоте вращения — тормозящим. Особенно резко проявляется действие обратного поля при $n \approx 0,5n_1$.

Наличие пусковой обмотки на роторе существенно уменьшает обратное магнитное поле и создаваемый им момент. Однако этот момент, складываясь с асинхронным моментом пусковой обмотки (кривая 1), *создает в кривой результирующего пускового момента провал при частоте вращения, равной половине синхронной* (кривая 4). Этот провал тем больше, чем больше ток в обмотке возбуждения. Очевидно, что *включение гасящего сопротивления в цепь обмотки возбуждения* (см. рис. 8.38, б) *на период пуска уменьшает ток в этой обмотке и улучшает форму кривой пускового момента.*

Следует отметить, что если обмотку возбуждения при пуске не отключить от возбудителя, то по якорию возбудителя в период пуска проходит переменный ток, что может вызвать искрение щеток. Поэтому такую схему пуска применяют в случае небольшого нагрузочного момента — не более 50% от номинального, при сравнительно небольшой мощности двигателя.

§ 8.15. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ. ВЕНТИЛЬНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Частота вращения синхронного двигателя n_2 равна частоте вращающегося магнитного поля $n_1 = 60f_1/p$. Следовательно, ее можно регулировать путем изменения частоты питающего напряжения или числа полюсов $2p$. Регулировать частоту вращения путем изменения числа полюсов в синхронном двигателе нецелесообразно, так как в отличие от асинхронного здесь требуется изменять число полюсов как на статоре, так и на роторе, что приводит к значительному

усложнению конструкции ротора. Поэтому практически используют лишь изменение частоты питающего напряжения.

Принципы регулирования. К синхронному двигателю применимы все основные положения теории частотного регулирования асинхронного двигателя, в том числе необходимость одновременного изменения как частоты, так и питающего напряжения. Однако в чистом виде частотное регулирование частоты вращения синхронных двигателей применяется только при очень малых мощностях, когда нагрузочные моменты невелики, а инерция приводного механизма мала. При больших мощностях такие условия имеются только в некоторых типах электроприводов, например в электроприводах вентиляторов.

Для синхронных двигателей, применяемых в электроприводах с большим моментом инерции приводного механизма, необходимо очень плавно изменять частоту питающего напряжения, чтобы двигатель не выпал из синхронизма. Особенно сложным является пуск в ход двигателя, когда начальная частота должна составлять доли герца, а затем постепенно повышаться до максимального значения. Для таких электроприводов наиболее пригоден *метод частотного регулирования с самосинхронизацией*, при котором двигатель в принципе не может выпасть из синхронизма.

Вентильный двигатель. Принцип частотного регулирования с самосинхронизацией заключается в том, что управление преобразователем частоты осуществляется от системы датчиков положения ротора, вследствие чего напряжение подается на каждую фазу двигателя при углах нагрузки $\theta < 90^\circ$. При таком регулировании автоматически обеспечиваются условия устойчивой работы двигателя и его перегрузочная способность определяется только перегрузочной способностью преобразователя частоты.

Синхронные двигатели, регулируемые путем изменения частоты с самосинхронизацией, называют *вентильными двигателями*; иногда их называют *бесколлекторными двигателями постоянного тока*. Однако первое название является более правильным, так как эти двигатели могут получить питание от сети как постоянного, так и переменного тока.

При питании вентильного двигателя от сети постоянного тока в преобразователе частоты должны применяться транзисторы или тиристоры с узлами принудительной коммутации. При питании вентильного двигателя от транзисторного преобразователя частоты, основанного на использовании *автономного инвертора напряжения* (рис. 8.40,а), преобразователь подключен к источнику постоянного тока и формирует трехфазное напряжение изменяющейся частоты, которое подается на фазы А, В и С обмотки якоря двигателя. К каждой фазе можно подвести положительное (транзисто-

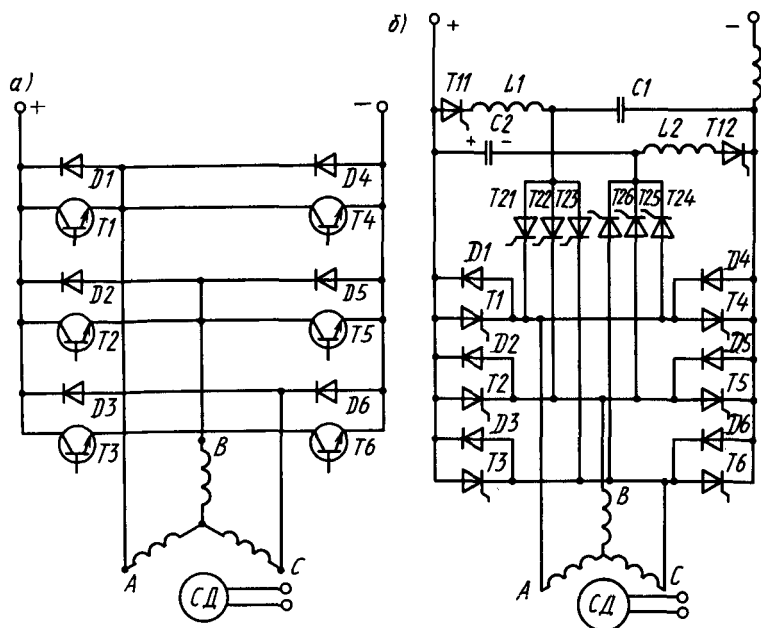


Рис. 8.40. Схемы питания вентильного двигателя от транзисторного (а) и тиристорного (б) преобразователей частоты с инвертором напряжения

рами $T1, T2$ и $T3$) и отрицательное (транзисторами $T4, T5$ и $T6$) напряжения.

Если сначала пропускать ток через фазы A и B (открыты транзисторы $T1$ и $T5$), затем — через B и C (открыты транзисторы $T2$ и $T6$), потом — через фазы C и A (открыты транзисторы $T3$ и $T4$) и другие в указанной последовательности, то в машине создается вращающееся магнитное поле. При изменении частоты переключения транзисторов изменяется частота переменного напряжения, подаваемого на фазы обмотки якоря, а следовательно, и частота вращения ротора. Для замыкания реактивной составляющей тока якоря в преобразователе имеются диоды $D1—D6$, включенные параллельно транзисторам, но в обратном направлении.

В тиристорном преобразователе (рис. 8.40, б) переключение тока с одной фазы на другую требует применения в нем специальных коммутирующих узлов, так как тиристор является не полностью управляемым прибором. Для закрытия тиристора, включенного в цепь постоянного тока, необходимо кратковременно подать на него обратное напряжение определенного значения. В рассматриваемом преобразователе применены два узла

принудительной (искусственной) коммутации — по одному для всех тиристоров, присоединяемых соответственно к положительному и отрицательному полюсам источника постоянного тока. Каждый узел состоит из контура L — C и вспомогательных тиристоров $T11$, $T12$ и $T21$ — $T26$.

Закрытие тиристоров $T1$, $T2$ и $T3$, присоединенных к положительному полюсу, производится контуром $L1$ — $C1$. При открытии вспомогательного тиристора $T11$ конденсатор $C1$ заряжается через индуктивность $L1$ до двойного напряжения сети и запирает тиристор $T11$. Затем открываются вспомогательные тиристоры $T12$, $T22$ или $T23$ и подают на тиристоры $T1$, $T2$ или $T3$ обратное (положительное) напряжение. При этом соответствующий тиристор запирается, а конденсатор $C1$ разряжается через нагрузку. Аналогично запираются тиристоры $T4$, $T5$ и $T6$. Сначала открывается вспомогательный тиристор $T12$ и через индуктивность $L2$ заряжает конденсатор $C2$. Затем открываются вспомогательные тиристоры $T24$, $T25$ или $T26$ и присоединяются аноды тиристоров $T4$, $T5$ или $T6$ к отрицательной обкладке конденсатора $C2$.

Напряжение, подаваемое к якорию вентильного двигателя от преобразователя частоты, является, так же как и при частотном регулировании асинхронного двигателя, *несинусоидальным*. Поэтому, чтобы уменьшить вредные воздействия высших гармонических напряжения, тока и потока, двигатель необходимо снабдить мощной демпферной обмоткой с малыми активными и индуктивными сопротивлениями. В этом случае высшие гармонические оказывают на синхронный двигатель сравнительно небольшое воздействие. При наличии такой обмотки режимы работы вентильного двигателя можно рассматривать с учетом только первых гармонических тока и напряжения.

Режим работы вентильного двигателя зависит не только от силы тока возбуждения и соотношения между напряжением и частотой. Большое значение имеют также моменты подачи напряжения на фазы двигателя и параметры преобразователя частоты.

В преобразователе частоты, основанном на использовании инвертора напряжения (рис. 8.40), значение выходного напряжения почти не зависит от режима работы двигателя, поэтому регулирование необходимо вести при постоянстве угла θ . Это можно осуществить, определяя с помощью какого-либо датчика положение оси полюсов ротора (а следовательно, и направление вектора $\vec{E}_0$) и регулируя подачу управляющих импульсов на тиристоры преобразователя так, чтобы выходное напряжение преобразователя подавалось на соответствующие фазы двигателя с некоторым углом опережения $\beta_0 \approx \theta$ (угол регулирования) относительно

положения вектора $\dot{E}_0$ для данной фазы. Можно также определять ось результирующего магнитного потока и подавать питание на соответствующую фазу с требуемым углом β_0 . Оба эти метода имеют свои преимущества и недостатки, обусловленные в основном особенностями применяемых датчиков и управляющих устройств.

В рассматриваемой схеме питания вентильного двигателя угол регулирования β_0 практически полностью определяет угол θ . Если положить $\beta_0 \approx \theta$, то при постоянных значениях частоты питающего напряжения и тока возбуждения (т. е. ω_1 и ЭДС E_0) формула (8.35) принимает вид

$$M = [mUE_0/(\omega_1 X_{сн})] \sin \theta = cU \sin \theta = \text{const.}$$

Следовательно, при изменении угла регулирования $\beta_0 \approx \theta$ для поддержания неизменным момента M нужно регулировать напряжения U , подводимое к двигателю от преобразователя.

На рис. 8.41 показано несколько положений векторов $\dot{U}$, $\dot{I}_a$ и $-j\dot{I}_a X_{сн}$ при $E_0 = \text{const}$ и различных значениях угла опережения β_0 . При $\beta_{01} = \theta_1$ векторы $\dot{U}_1$, $\dot{I}_{a1}$ и $-j\dot{I}_{a1} X_{сн}$ направлены так, что ток I_{a1} совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_1$ и является минимальным; при уменьшении угла β_0 до $\beta_{02} = \theta_2$ напряжение, подводимое к двигателю, необходимо увеличить до U_2 ; при этом ток $\dot{I}_{a2}$ будет отставать от $\dot{U}_2$ на угол φ_2 ; при увеличении угла β_0 до $\beta_{03} = \theta_3$ необходимо уменьшать напряжение, подводимое к двигателю до U_3 , при этом ток $\dot{I}_{a3}$ будет опережать $\dot{U}_{п3}$ на угол φ_3 . Так как величина $U \sin \theta$ на векторной диаграмме выражается отрезком AB , то при изменении угла опережения конец вектора напряжения $-\dot{U}$ перемещается по прямой BAC , проходящей через точку A и параллельной вектору $\dot{E}_0$. Ток якоря I_a при таком регулировании может существенно увеличиться, а максимальный момент двигателя в режиме, когда ток $\dot{I}_a$ отстает от напряжения $\dot{U}$ преобразователя (например, в положениях $\dot{I}_{a2}$ и $\dot{U}_2$), уменьшится.

В преобразователе частоты, основанном на использовании инвертора тока, большая индуктивность L в цепи постоянного тока позволяет считать ток якоря I_a практически неизменным (ток I_a имеет прямоугольную форму). Вследствие этого угол опережения β_0 определяет положение вектора тока $\dot{I}_a$ на диаграмме двигателя относительно положения вектора ЭДС E_0 .

Для того чтобы двигатель работал при $\cos \varphi = 1$, вектор тока $\dot{I}_a$ должен опережать вектор ЭДС $\dot{E}_0$ на угол β_0 , который в зависимости от нагрузки составляет $30 \dots 60^\circ$. Пусковой момент вентильного двигателя максимален при $\beta_0 = 0$, поэтому в электроприводах с тяжелыми условиями пуска сначала регулирование ведут при $\beta_0 = 0$,

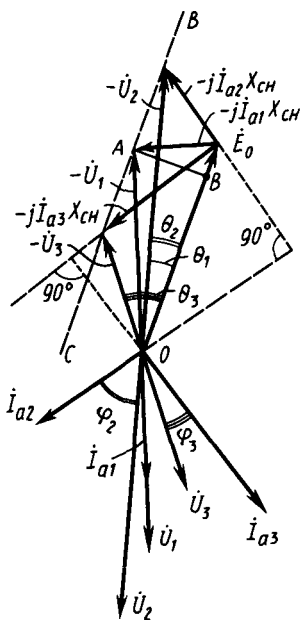


Рис. 8.41. Векторная диаграмма асинхронного двигателя, питаемого от преобразователя частоты при постоянном нагрузочном моменте

а с возрастанием частоты вращения начинают задавать некоторый угол опережения.

При необходимости питания вентильного двигателя от сети трехфазного тока можно применять преобразователи частоты с непосредственной связью, т. е. без промежуточного выпрямителя (аналогичные схеме рис. 5.47, а). Преимущество таких преобразователей — отсутствие узлов принудительной коммутации, так как тиристоры перестают проводить ток после изменения направления напряжения в соответствующей фазе A_c, B_c, C_c источника трехфазного тока. Однако достаточно хорошее приближение формы выходного напряжения к синусоиде и четкое прекращение тока (в необходимый момент) можно получить только в том случае, если источник трехфазного тока имеет частоту в 2...3 раза большую, чем выходная частота преобразователя.

Вентильные двигатели, как и асинхронные двигатели с частотным регулированием, являются весьма перспективными. В настоящее

время происходит быстрое совершенствование мощных тиристоров, интегральных схем и других полупроводниковых приборов, которое позволит обеспечить надежную работу преобразователя частоты.

§ 8.16. СИНХРОННЫЙ КОМПЕНСАТОР

Синхронный компенсатор представляет собой синхронный двигатель, работающий без нагрузки на валу; при этом по обмотке якоря проходит практически только реактивный ток. Синхронный компенсатор может работать в режиме улучшения $\cos \varphi$ или в режиме стабилизации напряжения.

Обычно электрическая сеть, питающая электроэнергией промышленные предприятия, нагружена током I_n , отстающим по фазе от напряжения сети U_c (рис. 8.42, а). Это объясняется тем, что от сети получают питание асинхронные двигатели, у которых реактивная составляющая тока довольно велика. Для улучшения $\cos \varphi$ сети синхронный компенсатор должен работать в режиме перевозбуждения. При этом ток возбуждения регулируется так, чтобы ток якоря $\dot{I}_a$ синхронного компенсатора опережал на 90°

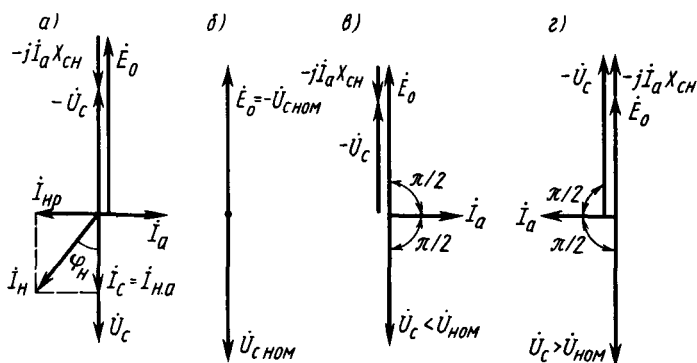


Рис. 8.42. Векторные диаграммы синхронного компенсатора в режиме улучшения $\cos \varphi$ сети (а), в режиме стабилизации напряжения (б, в, г)

напряжения сети $\dot{U}_c$ (рис. 8.42, а) и был примерно равен реактивной составляющей $\dot{I}_{н.р}$ тока нагрузки $\dot{I}_н$. В результате сеть загружается только активным током нагрузки $\dot{I}_c = \dot{I}_{н.а}$.

При работе в режиме стабилизации напряжения ток возбуждения синхронного компенсатора устанавливается постоянным, причем такого значения, чтобы электродвижущая сила компенсатора E_0 равнялась номинальному напряжению сети $U_{с.ном}$ (рис. 8.42, б). В сети при этом имеется некоторый ток $I_н$, создающий падение напряжения $\Delta U \approx I_н R_c \cos \varphi + I_н X_c \sin \varphi$, где R_c и X_c — активное и индуктивное сопротивления сети; φ — угол сдвига фаз между векторами напряжения и тока сети.

Если напряжение сети в точке подключения синхронного компенсатора несколько понижается из-за возрастания тока нагрузки $I_н$ и становится меньше $U_{с.ном}$, то синхронный компенсатор начинает забирать из сети реактивный опережающий ток $\dot{I}_a$ (рис. 8.42, в). Это уменьшает падение напряжения в ней на величину $\Delta U_k = \dot{I}_a X_c$. При повышении напряжения в сети, когда $U_c > U_{с.ном}$, синхронный компенсатор загружает сеть реактивным отстающим током $\dot{I}_a$ (рис. 8.42, г), что приводит к увеличению падения напряжения на величину $\Delta U_k = \dot{I}_a X_c$. При достаточной мощности синхронного компенсатора колебания напряжения в сети не превышают 0,5 ... 1,0%. Недостатком указанного метода стабилизации напряжения является то, что синхронный компенсатор загружает линию реактивным током, увеличивая потери в ней.

§ 8.17. ПОНЯТИЕ О ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССАХ В СИНХРОННЫХ МАШИНАХ

Процессы, возникающие в синхронных машинах при переходных режимах, например при внезапном коротком за-

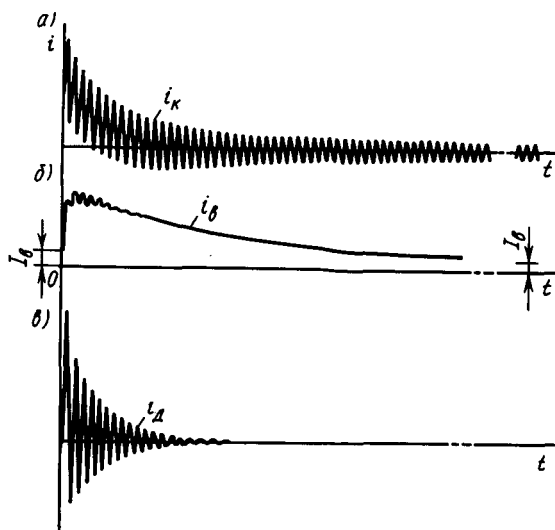


Рис. 8.43. Графики изменения токов в обмотках якоря (а), возбуждения (б) и демпферной (в) при коротком замыкании

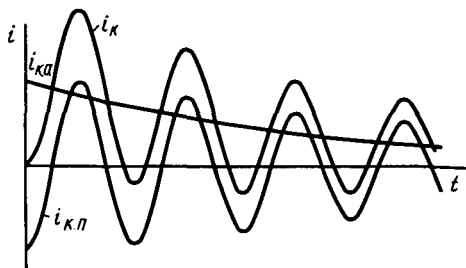
мыкании или резком изменении нагрузки, весьма сложны, что вызывает значительные трудности при их точном количественном расчете. Однако поведение синхронной машины при указанных режимах имеет очень большое практическое значение, так как переходные процессы могут вызвать повреждение машины, а следовательно, и значительные убытки, связанные с перерывом энергоснабжения объектов, получающих питание от генератора, или прекращением работы электроприводов с синхронными двигателями. Поэтому необходимо иметь общее представление о физических процессах, возникающих при переходных режимах, и установить хотя бы приближенно значение аварийных токов, возникающих при коротком замыкании.

Внезапное короткое замыкание генератора. Рассмотрим трехфазное короткое замыкание явнополюсного синхронного генератора, работавшего предварительно в режиме холостого хода. Осциллограммы тока якоря i_k в одной из фаз генератора, тока возбуждения i_b и тока i_d в демпферной обмотке показаны на рис. 8.43. Ток якоря i_k при переходном процессе имеет периодическую и аperiodическую составляющие:

$$i_k = i_{k.п} + i_{k.а}. \quad (8.49)$$

Можно предположить, что закон изменения тока якоря подобен изменению тока трансформатора при коротком замыкании. Однако более подробный анализ показывает, что

Рис. 8.44. График изменения тока в обмотке якоря при коротком замыкании



процесс короткого замыкания в синхронном генераторе значительно сложнее, чем в трансформаторе.

При коротком замыкании генератора с течением времени постепенно уменьшается амплитуда периодической составляющей тока генератора (рис. 8.44); в итоге она становится равной амплитуде установившегося тока короткого замыкания:

$$I_{\kappa m} = \sqrt{2} E_0 / X_d = E_m / X_d. \quad (8.50)$$

В первом полупериоде амплитуда периодической составляющей в 5...8 раз превышает величину $I_{\kappa m}$. Это обусловлено тем, что в начальный момент процесса короткого замыкания ЭДС синхронного генератора близка к ЭДС холостого хода E_0 , и только через 0,6...1,5 с становится равной $\dot{E} = \dot{E}_0 + \dot{E}_a = \dot{E}_0 - j\dot{I}_{\kappa} X_d$.

Быстрому уменьшению ЭДС E и потока $\Phi_{\text{рез}}$ препятствует появление переходного тока в обмотке возбуждения (рис. 8.43, б) вследствие того, что в ней индуцируется ЭДС $e_b = -w_b d\Phi_{\text{рез}}/dt$.

Переходный ток в обмотке возбуждения имеет максимум в начальный период короткого замыкания и постепенно затухает, уменьшаясь до установившегося значения тока, предшествующего короткому замыканию. В соответствии с этим снижаются поток $\Phi_{\text{рез}}$ и амплитуда периодической составляющей тока короткого замыкания. Наибольшее значение этой амплитуды

$$I_{\text{устm}} = E_m / X'_d, \quad (8.51)$$

где X'_d — продольное переходное индуктивное сопротивление обмотки якоря; обычно значение его в относительных единицах $X'_d* = 0,2 \dots 0,5$.

Поскольку амплитуда периодической составляющей тока короткого замыкания постепенно затухает, приближаясь к установившемуся значению $I_{\kappa m}$, и индуктивное сопротивление синхронной машины значительно больше активного, т. е. угол $\varphi_{\kappa} = \arctg(X_{\kappa}/R_{\kappa}) \approx \pi/2$, то периодическая составляющая

$$i_{\text{к.п}} = \left[(I_{\text{устм}} - I_{\text{км}}) e^{-t/T_d} + I_{\text{км}} \right] \sin(\omega t + \alpha_0 - \varphi_{\text{к}}) = \\ \left[(E_m/X'_d - E_m/X_d) e^{-t/T_d} + E_m/X_d \right] \cos(\omega t + \alpha_0). \quad (8.52)$$

Переходная постоянная времени $T_d = 0,4 \dots 3,0$ с, определяющая затухание тока $i_{\text{к.п}}$, зависит не только от параметров обмотки якоря, но и главным образом от параметров обмотки возбуждения.

Если машина имеет демпферную обмотку, то в ней также возникает переходный ток (см. рис. 8.43, в), замедляющий уменьшение результирующего потока. При этом амплитуда тока к. з. больше, чем при отсутствии демпферной обмотки

$$I_{\text{устм}} = E_m/X''_d, \quad (8.53)$$

где X''_d — сверхпереходное индуктивное сопротивление по продольной оси; обычно $X''_{d*} = 0,12 \dots 0,35$.

Затухание тока якоря определяется сверхпереходной постоянной времени $T''_d = 0,03 \dots 0,15$ с, которая зависит в основном от параметров демпферной обмотки. С учетом этого периодическая составляющая тока к. з.

$$i_{\text{к.п}} = \left[(E_m/X''_d - E_m/X'_d) e^{-t/T''_d} + \right. \\ \left. + (E_m/X'_d - E_m/X_d) e^{-t/T_d} + E_m/X_d \right] \cos(\omega t + \alpha_0). \quad (8.54)$$

Поскольку ЭДС в фазах обмотки якоря сдвинуты по времени, начальный угол α_0 для них различен, а следовательно, различны и токи фаз в переходном периоде.

Апериодические составляющие токов в фазах якоря создают неподвижное в пространстве магнитное поле, которое пересекает вращающийся ротор. Вследствие этого в обмотках ротора возникают периодические ЭДС и токи. Так как по продольной и поперечной осям ротор несимметричен (из-за разных величин воздушного зазора в явнополусных машинах и из-за того, что по продольной оси имеется обмотка возбуждения), то в апериодическом токе якоря появляется переменная составляющая двойной частоты:

$$i_{\text{к.а}} = -\frac{E_m}{2} \left[\left(\frac{1}{X''_d} + \frac{1}{X''_q} \right) \cos \alpha_0 + \left(\frac{1}{X''_d} - \frac{1}{X''_q} \right) \cos(2\omega t + \alpha_0) \right] e^{-t/T_s}, \quad (8.55)$$

где X_q'' — поперечное сверхпереходное индуктивное сопротивление обмотки якоря; $T_a = (X_d'' + X_q'') / (\omega R_a)$ — постоянная времени апериодического тока якоря.

При наличии демпферной обмотки X_q'' обычно мало отличается от X_d'' и тогда

$$i_{k.a} = -(E_m / X_d'') \cos \alpha_0 e^{-t/T_a}. \quad (8.56)$$

Полный ток к. з.

$$i_k = i_{k.п} + i_{k.a} \approx \left[\left(\frac{E_m}{X_d''} - \frac{E_m}{X_d'} \right) e^{-t/T_d''} + \left(\frac{E_m}{X_d'} - \frac{E_m}{X_d} \right) \times \right. \\ \left. \times e^{-t/T_d} + \frac{E_m}{X_d} \right] \cos(\omega t + \alpha_0) - \frac{E_m}{X_d''} \cos \alpha_0 e^{-t/T_a}. \quad (8.57)$$

Значение тока к. з. максимально в той фазе, где $\alpha_0 = 0$ (примерно через полпериода после начала короткого замыкания); это значение называют *ударным током*. Если в формуле (8.57) пренебречь затуханием тока, то

$$I_{уд} \approx 2E_m / X_d''. \quad (8.58)$$

Поскольку постоянные времени T_d'' и T_d' малы, некоторое затухание все же происходит. По ГОСТу значение ударного тока

$$I_{уд} = 1,05 \cdot 1,8 \cdot \sqrt{2} U_{ном} / X_d'', \quad (8.59)$$

где коэффициентами 1,8 и 1,05 учитываются соответственно затухание и возможность работы при повышенном напряжении. *Значение ударного тока не должно превышать амплитуду номинального тока якоря более чем в 15 раз.* Так как значения X_d'' и X_d' сравнительно малы, то для ограничения ударного тока в цепь якоря иногда ставят специальный реактор.

При коротком замыкании синхронного генератора возникает также *знакопеременный момент на валу ротора*, который образуется в результате взаимодействия неизменного по направлению магнитного поля, создаваемого апериодической составляющей тока якоря с МДС возбуждения. В наиболее неблагоприятных случаях мгновенные значения этого момента достигают 10-кратного значения по сравнению с номинальным значением, что необходимо учитывать при механических расчетах деталей машины и надежности ее крепления к фундаменту.

Резкие изменения нагрузки. При резких изменениях нагрузки синхронной машины, работающей параллельно с сетью,

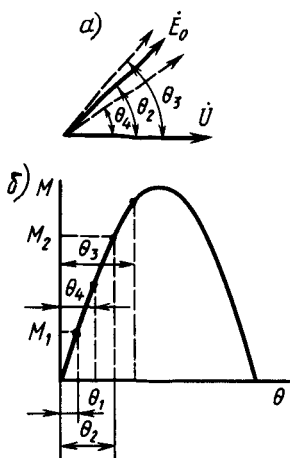


Рис. 8.45. Векторная диаграмма (а) и угловая характеристика (б) синхронного генератора при качаниях ротора

возникают колебания ротора около установившегося значения угла θ , называемые *качаниями*. Допустим, что машина работает при некоторой нагрузке и развивает электромагнитный момент $M_1 = M_{\text{вн}1}$, соответствующий углу θ_1 (рис. 8.45, а, б). Если резко увеличить внешний момент, приложенный к валу ротора, до значения $M_{\text{вн}2}$, при котором возрастает отдаваемая машиной электрическая (в генераторе) или механическая (в двигателе) мощность, то угол θ будет постепенно увеличиваться до значения θ_2 , соответствующего новому значению электромагнитного момента $M_2 = M_{\text{вн}2}$. Однако из-за инерции ротора угол θ , увеличиваясь, достигает значения $\theta_3 > \theta_2$, а затем под действием синхронизирующего момента начинает уменьшаться до

значения $\theta_4 < \theta_2$. В результате возникают колебания угла θ вокруг установившегося значения θ_2 , которые сопровождаются колебаниями частоты вращения ротора (качаниями). Опасность таких качаний заключается в том, что из-за инерции ротора угол θ может существенно превысить 90° , и машина выпадает из синхронизма.

Частота собственных колебаний синхронных машин невелика (0,5... 2,0 Гц), что объясняется большим моментом инерции ротора. Так как изменения угла θ сопровождаются изменениями мощности машины и тока якоря, на наличие колебаний в машине указывают колебания стрелок приборов (амперметра и вольтметра), включенных в цепь якоря. Собственные колебания в синхронных машинах наблюдаются не только при резких изменениях нагрузки, но и в стационарных режимах, так как у машин, работающих параллельно с сетью, всегда имеются небольшие возмущения. Особенно часто такие колебания возникают при холостом ходе, когда на валу нет внешнего момента.

Уменьшения амплитуды качаний и ускорения их затухания достигают путем применения на роторе короткозамкнутой обмотки, называемой *демпферной* или *успокоительной*. Успокоительное действие демпферной обмотки при качаниях объясняется тем, что в ее стержнях при изменении частоты вращения ротора индуцируется ЭДС, по ним проходит ток и возникают потери энергии. Действие этой обмотки подобно действию механического демпфера, потери на трение в кото-

ром успокаивают колебания механизма (например, сельсина).

Колебания ротора синхронной машины могут быть вынужденными, если на него действует периодически изменяющийся внешний момент. Такие колебания образуются в синхронных генераторах, приводимых во вращение от поршневых машин, например от двигателей внутреннего сгорания, а также в синхронных двигателях, служащих для привода поршневых компрессоров. Поэтому для уменьшения *неравномерности вращающего момента двигатели внутреннего сгорания, предназначенные для вращения синхронных генераторов, и поршневые компрессоры часто имеют маховик.* Генераторы и электродвигатели должны в этом случае иметь достаточно мощную демпферную обмотку.

§ 9.1. НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ СИНХРОННЫХ МИКРОМАШИН

В автоматических устройствах широко применяют синхронные микродвигатели мощностью от долей ватта до нескольких сотен ватт. Характерная особенность таких двигателей в том, что их частота вращения $n_2 = n_1$ жестко связана с частотой питающей сети f_1 , поэтому они используются в различных устройствах, где требуется поддерживать постоянную частоту вращения (в электрических часовых механизмах, лентопротяжных механизмах самопишущих приборов и киноустановок, радиоаппаратуре, программных устройствах и пр.), а также в системах синхронной связи, где частота вращения механизмов управляется путем изменения частоты питающего напряжения. В ряде случаев синхронные микромашины применяют как генераторы, например для получения переменного тока повышенной частоты (индукторные генераторы) и измерения частоты вращения (синхронные тахогенераторы).

В зависимости от особенностей электромагнитной системы синхронные микромашины подразделяют на следующие типы: двигатели и генераторы с постоянными магнитами; реактивные двигатели; гистерезисные двигатели; индукторные генераторы и двигатели (в том числе редукторные двигатели); шаговые (импульсные) двигатели.

Эти микромашины выполняют обычно без обмотки возбуждения на роторе, что значительно повышает их эксплуатационную надежность и упрощает конструкцию.

§ 9.2. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Машины с постоянными магнитами позволяют уменьшить потери, а также (при полюсах, расположенных на роторе) устранить подвод тока через контактные кольца к обмотке возбуждения. В настоящее время синхронные машины с постоянными магнитами широко используют как микро-

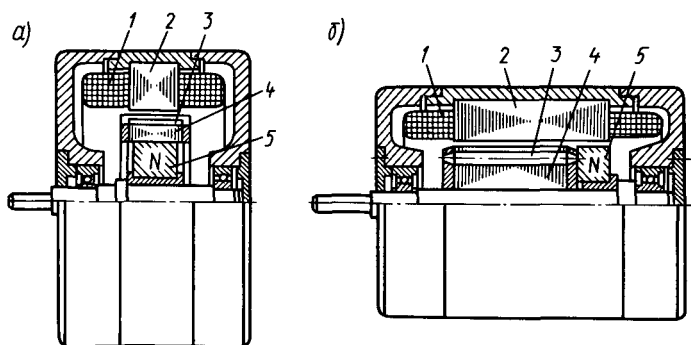


Рис. 9.1. Устройство синхронного двигателя с постоянными магнитами:

1—обмотка статора; 2—статор; 3—пусковая обмотка типа «беличья клетка»; 4—пакет ротора; 5—постоянные магниты

двигатели, генераторы небольшой мощности и тахогенераторы. В этих машинах вместо обмотки возбуждения применяют блок постоянных магнитов, изготавливаемый из магнитотвердого материала—кобальтовой стали, а также различных сплавов из алюминия, никеля, железа и кобальта, обладающих большой коэрцитивной силой. Постоянные магниты в таких машинах располагают в большинстве случаев на роторе. Статор имеет обычную конструкцию, в его пазах размещают одно-, двух- или трехфазную обмотку.

Двигатели. В синхронных микродвигателях на роторе кроме блока постоянных магнитов устанавливают собранный из листовой стали пакет, в пазах которого размещают пусковую короткозамкнутую обмотку типа «беличья клетка». Последняя по окончании процесса пуска служит демпфером, препятствующим качаниям ротора.

Наибольшее применение получили микродвигатели двух конструктивных исполнений: с *радиальным* (рис. 9.1, а) и *аксиальным* (рис. 9.1, б) расположением блока постоянных магнитов и стального пакета ротора с короткозамкнутой обмоткой. При радиальном расположении пакет ротора выполнен в виде кольца, напрессованного на блок постоянных магнитов, в котором имеются прорезы, разделяющие полюсы разной полярности; размеры прорезей выбирают из условий оптимального использования энергии постоянных магнитов. При аксиальном расположении пакет ротора насаживают непосредственно на вал двигателя, а по его краям устанавливают один или два блока постоянных магнитов, выполненных в виде дисков.

Пуск синхронных микродвигателей с постоянными магнитами обычно производят непосредственным включением

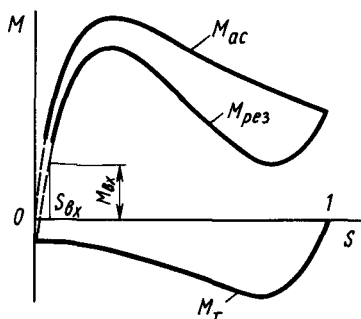


Рис. 9.2. Зависимость $M=f(s)$ для двигателя с постоянными магнитами

в сеть. Разгон двигателя осуществляется за счет асинхронного вращающего момента M_{ac} , возникающего в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля с током в пусковой обмотке ротора (асинхронный пуск — см. § 8.14). При питании двигателя от однофазной сети в цепь одной из фаз включают конденсатор, необходимый для получения вращающегося магнитного поля.

Характерная особенность рассматриваемого двигателя — при пуске кроме асинхронного вращающего момента M_{ac} возникает еще и тормозной момент M_t , образующийся из-за наличия на роторе постоянных магнитов. В процессе разгона двигателя поле постоянных магнитов пересекает обмотку статора и индуцирует в ней ЭДС E_{1n} , изменяющуюся с переменной частотой, пропорциональной частоте вращения ротора. Для ЭДС E_{1n} обмотка статора, присоединенная обычно к достаточно мощному источнику электрического тока, может считаться короткозамкнутой, вследствие чего в ней возникает переменный ток, который, взаимодействуя с магнитным потоком ротора, создает тормозящий момент M_t .

Физическая причина возникновения моментов M_{ac} и M_t одинакова: в первом случае — это взаимодействие вращающегося магнитного потока статора с током пусковой обмотки ротора, во втором — это взаимодействие вращающегося потока ротора с током обмотки статора. Однако характер изменения этих моментов от скольжения ротора различный (рис. 9.2), так как ЭДС E_2 , индуцируемая потоком статора в пусковой обмотке ротора в процессе его разгона, пропорциональна скольжению s , а ЭДС E_{1n} , индуцируемая потоком ротора в обмотке статора, пропорциональна n_2 , т. е. $(1-s)$. Поэтому, если максимум момента M_{ac} , как и в асинхронном двигателе нормального исполнения, находится в области небольших скольжений s , то максимум момента M_t находится в области небольших значений $(1-s)$. Следовательно, зависимость результирующего пускового момента $M_{рез} = M_{ac} + M_t$ от скольжения s имеет провал в области малых частот вращения. Вход в синхронизм происходит при скольжении $s_{вх}$, при котором пусковая обмотка развивает достаточно большой момент $M_{вх}$.

Электромагнитные процессы, происходящие в синхронных машинах с постоянными магнитами, в основном аналогичны

электромагнитным процессам, происходящим в машинах с электромагнитным возбуждением. Однако на магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами, сильное воздействие оказывает МДС якоря. Значительному размагничивающему действию со стороны якоря постоянные магниты подвергаются во время пуска синхронного двигателя, когда ток якоря наибольший.

В машинах с радиальным расположением блока постоянных магнитов при небольшой частоте вращения ротора (больших скольжениях) постоянные магниты достаточно хорошо экранируются пусковой короткозамкнутой обмоткой. Однако при небольших скольжениях защитное действие «беличьей клетки» мало, и значительная реакция якоря может вызвать необратимое размагничивание постоянных магнитов, при котором их свойства после отключения обмотки статора полностью не восстанавливаются. Максимальное размагничивающее действие возникает при асинхронном вращении, когда ротор периодически проходит положения, при которых МДС полюсов ротора и обмотки статора оказываются направленными встречно. В машинах с аксиальным расположением блока постоянных магнитов наибольшее размагничивание магнитов происходит в момент подключения двигателя к сети при неподвижном роторе.

Для снижения размагничивающего действия реакции якоря расстояние между полюсными наконечниками соседних полюсов в машинах с радиальным расположением постоянных магнитов обычно выполняют меньшим, чем в машинах с обмоткой возбуждения на роторе, а ширину полюсных наконечников — большей. В результате поток якоря Φ_{aq} в значительной части замыкается через полюсные наконечники, не подвергая размагничиванию постоянные магниты.

Двигатели с постоянными магнитами по сравнению с другими типами синхронных двигателей обладают хорошими энергетическими показателями (КПД и $\cos \phi$), повышенной устойчивостью работы в синхронном режиме и высокой стабильностью частоты вращения. Недостатком их является сравнительно большая стоимость, обусловленная дороговизной материала, из которого изготовляют постоянные магниты, и большая кратность пускового тока, что имеет значение при работе таких двигателей от полупроводниковых преобразователей.

Генераторы. В синхронных генераторах малой мощности с возбуждением от постоянных магнитов ротор можно выполнить или в виде единого блока из магнитотвердого материала (рис. 9.3, а), или с постоянными магнитами, установленными в стальной втулке (рис. 9.3, б). Промежутки между магнитами в некоторых случаях заливают алюминием, благодаря чему обеспечивается монолитность

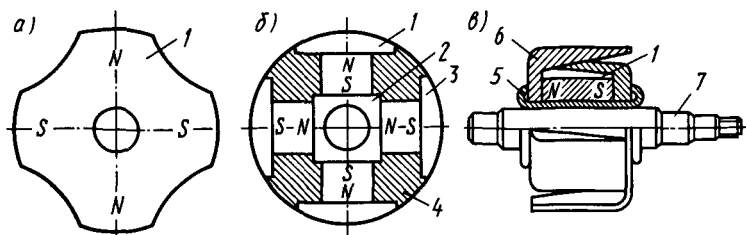


Рис. 9.3. Роторы генераторов с постоянными магнитами:

1 — блок постоянных магнитов; 2 — стальная втулка; 3 — полюсные наконечники; 4 — литой алюминий; 5 — немагнитная втулка; 6 — полюсы; 7 — вал

конструкции ротора. В генераторах, используемых в некоторых транспортных установках, иногда применяют ротор с когтеобразными полюсами (рис. 9.3, в).

При повышении мощности машины для увеличения индукции в воздушном зазоре и зубцах применяют различные концентраторы магнитного потока. Принцип устройства концентратора состоит в том, что площадь поперечного сечения магнита берется больше площади воздушного зазора (рис. 9.4, а). При этом индукция в воздушном зазоре

$$B_{\delta} = BS_{\text{м}}/S_{\delta}, \quad (9.1)$$

где B — остаточная индукция постоянного магнита; $S_{\text{м}}$ — площадь его сечения; S_{δ} — площадь сечения воздушного зазора, через который замыкается магнитный поток машины.

Выполняя машину с отношением $S_{\text{м}}/S_{\delta} \approx 2 \dots 3$, получают желаемую индукцию в воздушном зазоре.

Особенно выгодно применение машин с концентраторами магнитного потока при высоких частотах вращения и повышенной частоте тока. На рис. 9.4, б изображена конструктив-

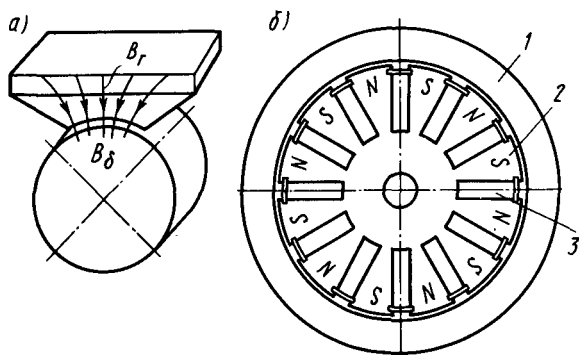


Рис. 9.4. Принцип устройства концентратора магнитного потока (а) и конструктивная схема генератора с постоянными магнитами (б):

1 — статор; 2 — ротор; 3 — постоянные магниты

ная схема двенадцатиполюсного генератора мощностью 20 кВт на частоту 300 Гц при частоте вращения 3000 об/мин.

Недостаток таких генераторов — невозможность регулировать выходное напряжение. Однако изменение напряжения под нагрузкой не очень велико, так как отношение короткого замыкания весьма значительно: $OK3 \approx 3,5$.

В дальнейшем синхронные машины значительной мощности с постоянными магнитами могут найти широкое применение в комбинации с полупроводниковыми преобразователями не только как генераторы, но и как двигатели.

Тахогенераторы. Синхронный тахогенератор представляет собой одно- или трехфазную синхронную машину с постоянными магнитами на роторе. В такой машине при вращении ротора в обмотке якоря индуцируется ЭДС, действующее значение которой

$$E_0 = 4,44 f_1 w_a k_{об\alpha} \Phi_B = 4,44 w_a k_{об\alpha} \Phi_B p n / 60 = c n \quad (9.2)$$

пропорционально частоте вращения n .

Таким образом, ЭДС холостого хода пропорциональна частоте вращения. Частота изменения ЭДС E_0 также зависит от частоты вращения n , что является большим недостатком синхронного тахогенератора. Выражение для выходной характеристики тахогенератора $U_{\text{вых}} = f(n)$ можно получить из уравнения $\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{E}_0 - \dot{I}_a Z_a = E_0 - U_{\text{вых}} (Z_a / Z_H)$, где $\dot{I}_a$ — ток, проходящий по выходной обмотке (обмотке якоря); Z_a и Z_H — полные сопротивления обмотки якоря и нагрузки.

Выполнив несложные преобразования, получим

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{E}_0 / (1 + Z_a / Z_H) = c n / (1 + Z_a / Z_H). \quad (9.3)$$

Так как от частоты f зависят только индуктивные сопротивления, отношение Z_a / Z_H при изменении n будет изменяться. Следовательно, в синхронном тахогенераторе зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от частоты вращения является нелинейной, так как в значения сопротивлений Z_a и Z_H входят индуктивные сопротивления обмотки якоря и нагрузки, зависящие от частоты f , т. е. от n . Поэтому синхронные тахогенераторы, несмотря на простоту конструкции и отсутствие скользящих контактов, редко применяют в схемах автоматических устройств.

Практически синхронные тахогенераторы используют как датчики для измерения частоты вращения. В таких измерительных устройствах нагрузку подключают к выходной обмотке датчика непосредственно или через полупроводниковый выпрямитель. В некоторых случаях применяют устройства для измерения частоты вращения с трехфазным тахогенератором и специальным приемником, в котором создается

магнитное поле, вращающееся с частотой, равной (или кратной) частоте вращения ротора тахогенератора.

§ 9.3. РЕАКТИВНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Реактивным двигателем называют синхронный двигатель с явнополюсным ротором без обмотки возбуждения и постоянных магнитов, у которого магнитный поток создается реактивным током, проходящим по обмотке статора.

Принцип действия и устройство. Вращающий момент в таком двигателе возникает из-за различия магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям. При этом явно выраженные полюсы ротора стремятся ориентироваться относительно поля так, чтобы магнитное сопротивление для силовых линий поля было минимальным. Вследствие этого появляются тангенциальные силы f_T (рис. 9.5), образующие вращающий момент, и ротор вращается в том же направлении и с той же частотой вращения n_1 , что и поле статора.

Обмотка статора в двигателях общего применения распределенная, трех- или двухфазная с конденсатором в одной из фаз; она создает вращающееся магнитное поле. Ротор двигателя может иметь различные конструктивные исполне-

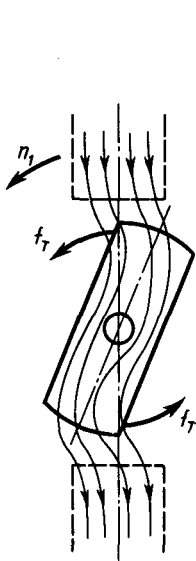


Рис. 9.5. Схема возникновения реактивного момента

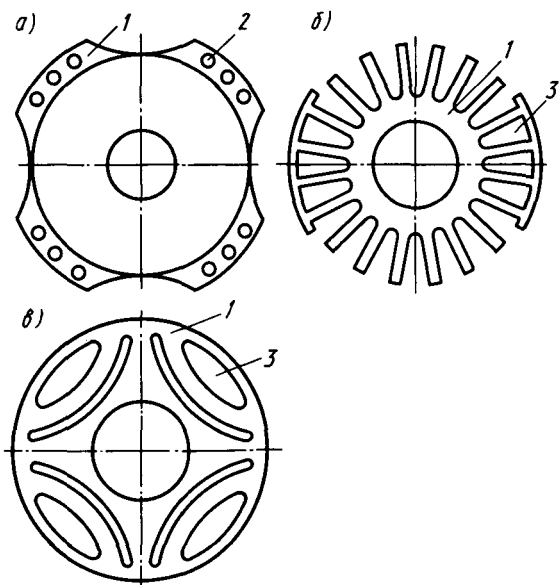


Рис. 9.6. Роторы реактивных двигателей:
1 — пакет ротора; 2 — обмотка типа «белчья клетка»; 3 — вырезы, залитые алюминиевым сплавом

ния. На рис. 9.6, а приведено наиболее простое устройство ротора; его собирают из стальных листов аналогично роторам асинхронных двигателей; листы имеют впадины, обеспечивающие различные индуктивные сопротивления по осям d и q . Для пуска в ход двигателя на роторе предусмотрена короткозамкнутая обмотка типа «беличья клетка». Однако двигатели с роторами этой конструкции имеют низкие технико-экономические показатели.

Более высокие показатели получены при использовании современных усовершенствованных конструкций ротора (рис. 9.6, б, в), в которых пазы или вырубki в листах заливают алюминием. Реактивные двигатели с роторами новой конструкции имеют технико-экономические показатели, удовлетворительные для микродвигателей.

Электромагнитный момент и угловые характеристики. Электромагнитный момент реактивного синхронного двигателя можно определить по общей формуле (8.35) для синхронной машины, при работе с током возбуждения, равным нулю. В этом случае ЭДС $E_0=0$ и (8.35) принимает вид

$$M = P_{эм} / \omega_1 = [mU^2 / (2\omega_1)] (1/X_q - 1/X_d) \sin 2\theta. \quad (9.4)$$

Однако при выводе (8.35) не учтены потери мощности $\Delta P_{эл1}$ в обмотке якоря и принято, что электромагнитная мощность $P_{эм}$ равна мощности $P_{эл}$, поступающей в обмотку якоря (в двигателе) или отдаваемой ею (в генераторе). В машинах большой и средней мощности это допущение не вносит заметных погрешностей в основные положения теории работы синхронных машин, так как активное сопротивление R_a обмотки якоря у них значительно меньше реактивных сопротивлений X_d и X_q . В микромашинах при $P_{ном} < 0,5$ кВт активное сопротивление R_a имеет такой же порядок, как и реактивные сопротивления, вследствие чего потери мощности в нем оказывают влияние на электромагнитный момент, а следовательно, и угловую характеристику. Из векторной диаграммы (рис. 9.7, а) синхронного двигателя, работающего без возбуждения при $E_0=0$ и учета активного сопротивления якоря R_a (она может быть построена аналогично диаграмме, приведенной на рис. 9.7, б), можно получить формулу для определения электромагнитного момента:

$$M = \frac{P_{эм}}{\omega_1} = \frac{mU^2(X_d - X_q)}{2\omega_1(X_d X_q + R_a^2)} [(X_d X_q - R_a^2) \sin 2\theta - 2R_a(X_d + X_q) \sin^2 \theta + 2R_a X_q]. \quad (9.5)$$

С увеличением R_a максимальный момент M_{max} уменьшается, и угловая характеристика (рис. 9.7, б) сдвигается в область меньших углов θ . Максимальный момент реактивного двигателя соответствует углу $\theta = 25 \dots 45^\circ$.

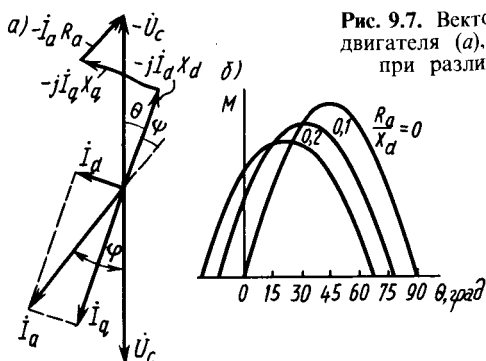


Рис. 9.7. Векторная диаграмма реактивного двигателя (а), его угловые характеристики при различных значениях R_a/X_d (б)

Устойчивость работы двигателя зависит от значения удельного синхронизирующего момента $M_{\text{сн.уд}}$ — электромагнитного момента, приходящегося на один градус угла θ . Этот момент обычно определяют при значениях θ , близких к нулю, т. е. при $M_{\text{сн.уд}} = (dM/d\theta)_{\theta=0}$. Значения удельного синхронизирующего момента $M_{\text{сн.уд}}$ зависят от приложенного напряжения U и отношения X_q/X_d .

Начальный пусковой момент у реактивных двигателей, так же как и у синхронных двигателей с обмоткой возбуждения и постоянными магнитами, равен нулю. Следовательно, *реактивные двигатели должны иметь пусковую обмотку типа «белчьей клетка» для асинхронного пуска*. Эта обмотка является одновременно демпферной, которая способствует быстрому затуханию колебаний ротора.

Преимущества и недостатки реактивного двигателя. Реактивные двигатели проще по конструкции, надежнее в работе и дешевле по сравнению с синхронными двигателями с обмоткой возбуждения на роторе; при их использовании не требуется иметь источник постоянного тока для питания цепи возбуждения. Основными недостатками реактивного двигателя являются сравнительно небольшой пусковой момент и низкий $\cos \phi$, не превышающий обычно 0,5. Это объясняется тем, что магнитный поток создается только за счет реактивного тока обмотки якоря, значение которого из-за повышенного сопротивления магнитной цепи машины довольно велико.

§ 9.4. ИНДУКТОРНЫЕ МАШИНЫ

В индукторных машинах используют принцип генерирования переменного тока, основанный на действии зубцовых гармонических.

Генераторы. На статоре индукторного генератора (рис. 9.8) расположены обмотка возбуждения и обмотка

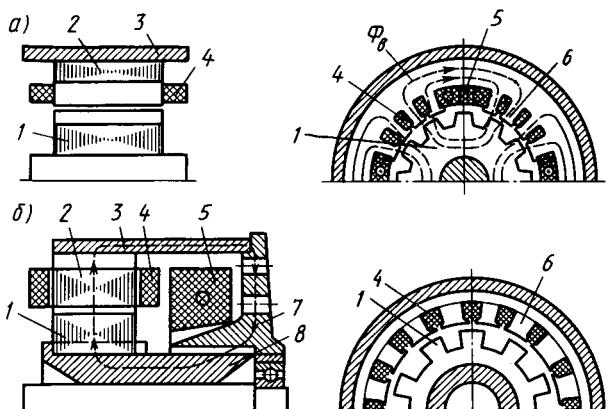


Рис. 9.8. Устройство индукторного генератора с радиальным и осевым возбуждением:

1—ротор; 2—пакет статора; 3—корпус; 4—обмотка якоря; 5—обмотка возбуждения; 6—полюсы статора; 7—подшипниковый щит; 8—втулка ротора

якоря, в которой индуцируется переменная ЭДС. Обмотка возбуждения питается постоянным током и создает неподвижное относительно статора магнитное поле. *Роторы индукторных генераторов всех типов выполняют без обмоток с большим количеством зубцов. Отсутствие обмотки возбуждения на роторе, а следовательно, и скользящих контактов для подвода к ней тока, существенно повышает надежность индукторных генераторов по сравнению с синхронными генераторами нормального исполнения. Кроме того, индукторные генераторы позволяют получать токи повышенной частоты (4000 ... 30 000 Гц), а в синхронных генераторах нормального исполнения, частота которых $f_1 = pn_2/60$, это затруднительно (увеличение частоты вращения их ротора ограничено его механической прочностью, а значительное увеличение числа полюсов $2p$ невозможно по условиям размещения обмоток).*

В зависимости от расположения обмотки возбуждения индукторные генераторы подразделяют на генераторы с радиальным и осевым возбуждением.

При радиальном возбуждении (рис. 9.8, а) обмотка возбуждения создает магнитный поток $\Phi_{\text{в}}$, проходящий через статор и ротор в радиальном направлении (см. штриховые линии). Обмотка якоря расположена в малых пазах пакета статора, а обмотка возбуждения—в больших пазах.

При осевом возбуждении (рис. 9.8, б) магнитный поток $\Phi_{\text{в}}$ замыкается в осевом направлении через ротор (см. штриховую линию). Обмотка якоря расположена в пазах

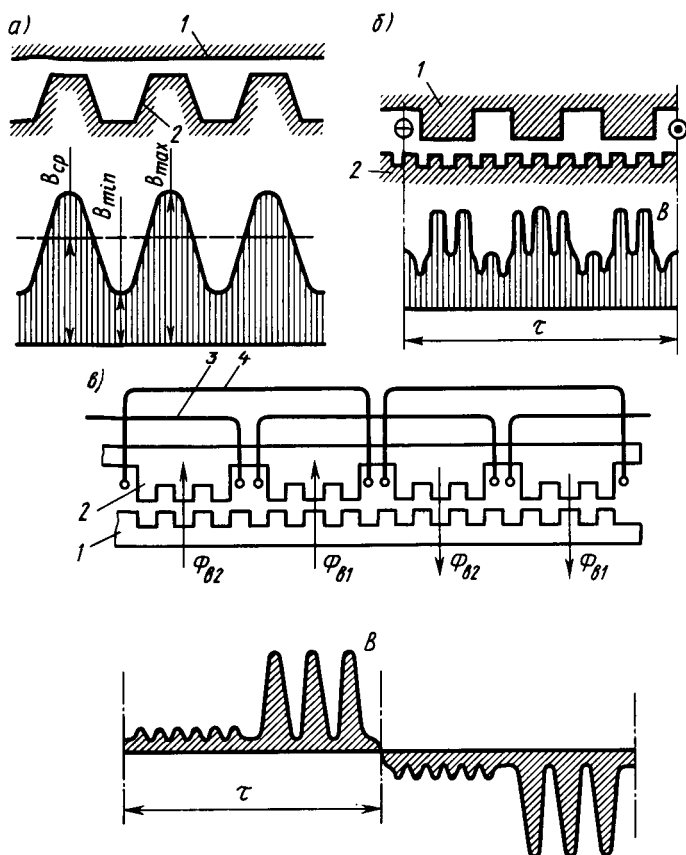


Рис. 9.9. Кривые распределения индукции вдоль окружности якоря в индукторной машине при отсутствии (а) и наличии полюсных выступов на статоре (б, в):

1—статор; 2—ротор; 3—обмотка якоря; 4—обмотка возбуждения

сердечника статора, а обмотка возбуждения охватывает втулку ротора. В некоторых конструкциях индукторных машин вместо обмотки возбуждения применяют постоянные магниты, потоки которых замыкаются в радиальном или осевом направлении.

Зубчатый ротор индукторного генератора создает в различных точках воздушного зазора магнитное сопротивление, которое зависит от того, что находится под рассматриваемой точкой зазора — зубец или паз ротора. В результате индукция в зазоре распределяется вдоль окружности якоря по кривой (рис. 9.9, а), которая кроме *постоянной составляющей* B_{cp} содержит еще и *переменную составляющую*, изменяющуюся от B_{min} до B_{max} . Зубцам ротора придают такую форму,

чтобы переменная составляющая индукции в воздушном зазоре приближалась к синусоидальной. Каждому зубцовому делению ротора соответствует один период изменения индукции от $B_{\min}$ до $B_{\max}$, вследствие чего результирующее магнитное поле машины можно рассматривать как сумму двух полей — постоянного, создаваемого обмоткой возбуждения, и синусоидального с числом полюсов, равным числу зубцов ротора. При вращении ротора постоянное магнитное поле остается неподвижным, а переменное перемещается вместе с зубцами ротора, индуцируя в проводниках обмотки якоря ЭДС, изменяющуюся с частотой $f_1 = z_2 n_2 / 60$, где z_2 — число зубцов ротора,

$$E = 4,44 f_1 w_a k_{\text{оба}} \Phi_{\text{пм}}, \quad (9.6)$$

где $\Phi_{\text{пм}} = 0,5(\Phi_{\text{пmax}} - \Phi_{\text{пmin}})$ — амплитуда переменной составляющей магнитного потока одного полюса.

В обмотке возбуждения переменная ЭДС практически не наводится, так как поток, сцепленный с ней, не изменяется. Если на статоре имеются полюсные выступы, то кривая распределения индукции приобретает более сложную форму (рис. 9.9, б). Но и в этом случае первая гармоническая ее индуцирует в обмотке якоря ЭДС, частота изменения которой пропорциональна числу зубцов z_2 ротора.

Обмотку якоря в индукторных генераторах обычно выполняют с шагом, приблизительно равным зубцовому делению ротора; в этом случае ЭДС, индуцированные в двух сторонах каждой катушки, складываются арифметически. Однако в некоторых конструкциях применяют обмотки с шагом, равным нескольким зубцовым делениям. Отдельные катушки обмотки якоря могут соединяться между собой по различным схемам и образовывать различное число фаз в зависимости от числа и шага зубцов ротора.

В трехфазном индукторном генераторе (рис. 9.10) каждой фазе обмотки якоря соответствует одна пара полюсов статора. Обмотка возбуждения создает двухполюсное магнитное поле, т. е. каждый полюс, образованный этой обмоткой, состоит из трех полюсов статора (расцеплен на три части). Зубцы соседних полюсов статора смещены относительно зубцов ротора на $1/6$ зубцового деления, поэтому максимум магнитного потока перемещается от одного полюса к другому при повороте ротора на $1/6$ зубцового деления. При вращении ротора в каждой фазе обмотки якоря индуцируется ЭДС с той же частотой f_1 , что и в однофазной машине, но ЭДС соседних фаз сдвинуты во времени на 120° .

Индукторные генераторы имеют более низкий КПД (0,4...0,5), чем синхронные генераторы нормального исполнения;

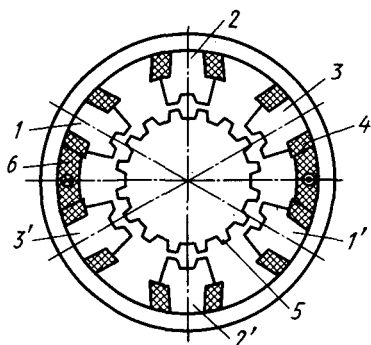


Рис. 9.10. Электромагнитная схема трехфазного индукторного генератора:

1-1', 2-2', 3-3' — полюсы; 4 — обмотка якоря; 5 — ротор; 6 — обмотка возбуждения

это объясняется значительным увеличением добавочных потерь мощности в стали сердечника и обмотке якоря из-за высокой частоты перемagnetивания.

Двигатели. Трех- и двух-фазные индукторные машины широко применяют не только в качестве генераторов, но и в качестве двигателей. Синхронная частота вращения их $n_2 = 60 f_1 / z_2$, частота вращения магнитного поля статора $n_1 = 60 f_1 / p$. Отношение

$$n_1 / n_2 = z_2 / p = k_{\text{ред}} \quad (9.7)$$

называют *коэффициентом редукции*; он показывает, во сколько раз частота вращения ротора меньше частоты вращения магнитного поля, поэтому индукторные двигатели часто называют *редукторными*. Редукторные двигатели могут быть трех типов: с *электромагнитным возбуждением* (на статоре или роторе), с *постоянными магнитами* или *без возбуждения* (реактивные). В зависимости от расположения обмотки возбуждения или постоянных магнитов различают двигатели с осевым и радиальным возбуждением.

Принцип действия реактивного индукторного двигателя можно рассмотреть на примере схемы трехфазной индукторной машины (рис. 9.10), полагая, что ее обмотка возбуждения разомкнута, а обмотка якоря, расположенная на полюсах, создает вращающееся магнитное поле. В исходный момент времени ось магнитного потока совпадает с осью полюсов 2-2', и ротор расположен так, что магнитное сопротивление для потока, замыкающегося по этой оси, является минимальным. Когда ось вращающегося магнитного потока поворачивается и совпадает с осью полюсов 3-3', на зубцы, расположенные под этими полюсами, действует реактивный момент (см. § 9.3). При этом ротор поворачивается на $1/3$ зубцового деления против направления вращения поля так, что зубцы на роторе встают против зубцов на полюсах 3-3'. При дальнейшем вращении магнитного поля происходит вращение ротора, но повороту поля на половину окружности якоря $0,5\pi D_a$ соответствует поворот ротора всего на одно зубцовое деление $\pi D_a / z_2$. Таким образом, коэффициент редукции

$$k_{\text{ред}} = 0,5\pi D_a z_2 / (\pi D_a) = 0,5 z_2. \quad (9.8)$$

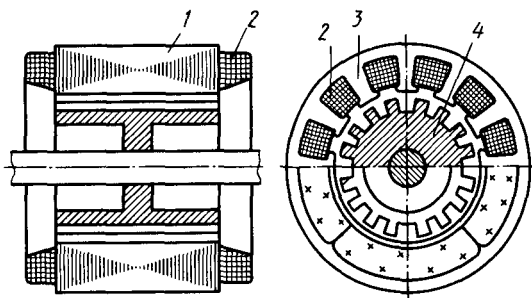


Рис. 9.11. Устройство редукторного реактивного двигателя:

1—пакет статора; 2—обмотка якоря; 3—полюсы статора; 4—ротор

В общем случае частота вращения ротора

$$n_2 = n_1 / k_{\text{ред}} = 2 \cdot 60 f_1 / (p z_2). \quad (9.9)$$

Обычно $2p=2$ и частота вращения ротора

$$n_2 = 120 f_1 / z_2. \quad (9.9a)$$

На рис. 9.11 показана другая разновидность редукторного реактивного двигателя, в котором на статоре нет гребенчатых выступов, а имеются пазы, число которых больше или меньше числа пазов ротора, т. е. зубцовые деления статора и ротора различны. Вращающий момент в таком двигателе возникает по тем же причинам, что и в рассмотренном выше двигателе (см. рис. 9.10). Ротор в редукторном двигателе может вращаться как по направлению, так и против направления вращения магнитного поля статора. Это зависит от соотношения зубцовых делений статора и ротора.

Пуск редукторных двигателей осуществляется с помощью короткозамкнутой обмотки, расположенной на роторе. Если частота вращения низка, а ротор имеет малый момент инерции, то он может втягиваться в синхронизм непосредственно, без каких-либо пусковых приспособлений. Таким способом запускаются двигатели, у которых ротор вращается в сторону, противоположную направлению вращения магнитного поля.

Редукторные двигатели обычно выполняют на небольшие частоты вращения и мощности от 1 до 40 Вт; КПД этих двигателей составляет 20...40%. Вследствие низкой частоты вращения редукторные двигатели не требуют ухода в течение всего срока службы.

§ 9.5. ГИСТЕРЕЗИСНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Гистерезисным двигателем называют синхронный двигатель, вращающий момент которого создается за счет явления

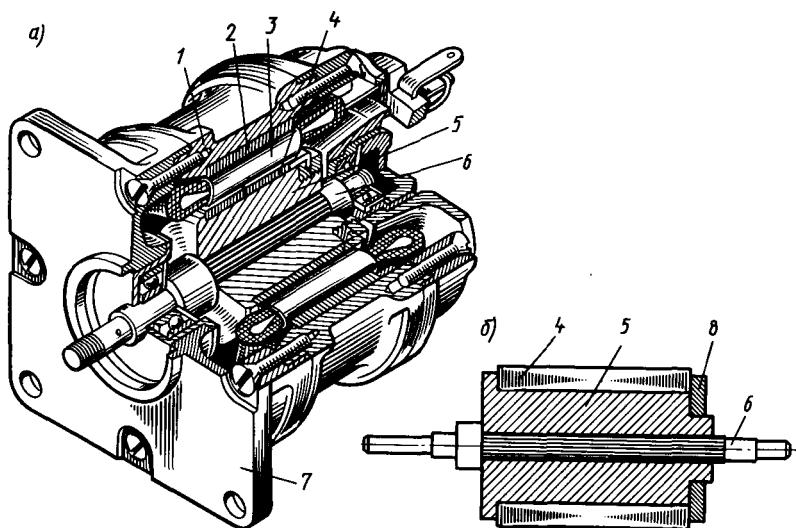


Рис. 9.12. Устройство гистерезисного двигателя:

1—корпус; 2—пакет статора; 3—обмотка статора; 4—кольцо из магнитотвердого материала; 5—ротор; 6—вал; 7—фланец; 8—запорное кольцо

гистерезиса при перемагничивании ферромагнитного материала ротора.

Принцип действия и устройство. Статор в гистерезисном двигателе (рис. 9.12, а) выполняется так же, как и в других машинах переменного тока; обмотка статора может быть трех- или двухфазной (с конденсатором в одной из фаз). Ротор двигателя (рис. 9.12, б) представляет собой стальной цилиндр, выполненный из магнитотвердого материала (имеющего широкую петлю гистерезиса) без обмотки. Применение обычной электротехнической стали для изготовления ротора не позволяет получить достаточно большой электромагнитный момент, поэтому используют специальные магнитотвердые сплавы. Для экономии дорогих специальных сплавов роторы гистерезисных двигателей выполняют сборными: в виде массивного или шихтованного (из отдельных изолированных пластин) кольца из кобальтовой стали, насаженного на стальную или алюминиевую втулку.

Ротор гистерезисного двигателя намагничивается под действием магнитного поля статора. При синхронной частоте вращения ротор неподвижен относительно вращающегося магнитного поля статора и ось магнитного поля ротора отстает от оси поля статора на угол θ_r , вследствие чего возникают тангенциальные составляющие f_t сил взаимодействия между ротором и статором (рис. 9.13, а) и вращающий момент M_r . Таким образом, режим работы гистерезисного

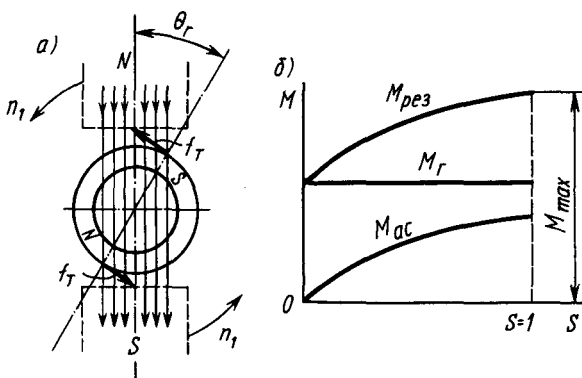


Рис. 9.13. Схема возникновения гистерезисного момента (а) и зависимость моментов гистерезисного двигателя от скольжения (б)

двигателя при синхронной частоте вращения не отличается от режима аналогичного синхронного двигателя с постоянными магнитами. Максимальное значение угла θ_r определяется только свойствами материала ротора; этим же определяется и значение максимального момента M_r в синхронном режиме. Чем шире петля гистерезиса ферромагнитного материала ротора, тем больше угол θ_r и гистерезисный момент M_r . При асинхронном режиме ротор перемагничивается — при неизменном угле θ_r и неизменном гистерезисном моменте.

При пуске двигателя, когда частота вращения ротора не равна n_1 , кроме гистерезисного момента M_r появляется также асинхронный момент M_{ac} , возникающий в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля с вихревыми токами, индуцируемыми этим полем в роторе. Так как ротор имеет большое активное сопротивление, то зависимость $M_{ac}=f(s)$ близка к линейной и асинхронный момент имеет максимальное значение при $s=1$, т. е. так же, как и в асинхронном исполнительном двигателе с массивным ферромагнитным ротором. Результирующий момент

$$M_{рез} = M_r + M_{ac}. \quad (9.10)$$

Согласно (5.20) электромагнитный момент M при асинхронном режиме пропорционален потерям в роторе $\Delta P_{эл2}$, поделенным на разность угловых скоростей $(\Omega_1 - \Omega_2)$:

$$\begin{aligned} M_{рез} &= \Delta P_{эл2} / (\Omega_1 - \Omega_2) = \Delta P_{эл2} / (\Omega_1 s) = \\ &= \Delta P_r / (\Omega_1 s) + \Delta P_{вихр} / (\Omega_1 s), \end{aligned} \quad (9.11)$$

где ΔP_r — потери от перемагничивания ротора (гистерезисные потери), которые пропорциональны частоте его

перемагничивания $f_2 = f_1 s$; $\Delta P_{\text{вихр}}$ — потери от вихревых токов в роторе, которые пропорциональны f_2^2 , т. е. s^2 .

Следовательно,

$$M_r = s \Delta P_{\text{г.н}} / (\Omega_1 s) = \Delta P_{\text{г.н}} / \Omega_1; \quad (9.12)$$

$$M_{\text{ас}} = s^2 \Delta P_{\text{вихр.н}} / (\Omega_1 s) = s \Delta P_{\text{вихр.н}} / \Omega_1, \quad (9.13)$$

где $\Delta P_{\text{г.н}}$ и $\Delta P_{\text{вихр.н}}$ — значения ΔP_r и $\Delta P_{\text{вихр}}$ при неподвижном роторе (при $s = 1$).

Из (9.12) и (9.13) следует, что момент $M_{\text{ас}}$ зависит от скольжения, а момент M_r не зависит от скольжения (рис. 9.13, б); наибольшего значения вращающий момент $M_{\text{рез}}$ достигает в начальный момент пуска, т. е. при $s = 1$.

Гистерезисные двигатели могут работать как в синхронном, так и в асинхронном режиме. Однако работа двигателя в асинхронном режиме неэкономична, так как при этом возникают значительные потери энергии в роторе:

$$\Delta P = \Delta P_r + \Delta P_{\text{вихр}} = s \Delta P_{\text{г.н}} + s^2 \Delta P_{\text{вихр.н}}. \quad (9.14)$$

Следовательно, при переходе гистерезисного двигателя в асинхронный режим его КПД резко уменьшается.

Одной из разновидностей гистерезисного двигателя является двигатель с экранированными полюсами. Этот двигатель (рис. 9.14) имеет явнополюсный статор с однофазной катушечной обмоткой. На полюсах статора расположены экранирующие короткозамкнутые витки, охватывающие половину каждого полюса. Экранирующие витки создают сдвиг по фазе между магнитными потоками, проходящими через экранированную и неэкранированную части полюсов, в результате чего в двигателе создается вращающееся магнитное поле (см. § 6.1).

Ротор состоит из нескольких кольцевых дисков с переключками, выполненных из магнитотвердого материала. Кольцевой ротор позволяет получить асинхронный и гистерезисный моменты. Диаметральная переключка в роторе обеспечивает возникновение реактивного момента. При пуске двигателя на ротор действуют асинхронный и гистерезисный моменты. По окончании пуска ротор вращается с синхронной частотой под действием гистерезисного и реактивного моментов.

Ротор в рассматриваемом двигателе вращается в одну сторону — от экранированной части полюса к неэкранированной. Вал двигателя сочленен с редуктором, понижающим частоту вращения. Выпускаются также реверсивные двигатели, у которых каждая половина полюса охватывается катушкой (см. рис. 6.6, в). Замыкая ту или иную пару катушек, можно изменять направление вращения двигателя.

Преимущества и недостатки гистерезисных двигателей. Достоинствами гистерезисных двигателей являются простота конструкции, надежность в работе, малый пусковой ток ($I_{\text{п}}/I_{\text{ном}} = 1,2 \dots 1,5$), плавность входа в синхронизм, бесшумность и сравнительно высокий КПД — до 60%. К недостаткам относятся повышенная стоимость из-за значительной стоимости магнитотвердых сплавов и трудности их обработки, низкий $\cos \phi$ (0,4...0,5) и склонность к качаниям при резких изменениях нагрузки. Гистерезисные двигатели выпускают на мощность до 2000 Вт и частоту 50, 400 и 500 Гц в трех- и двухфазном исполнениях.

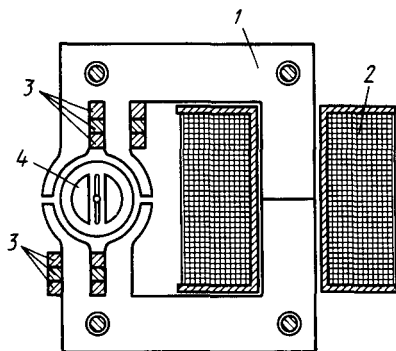


Рис. 9.14. Устройство гистерезисного двигателя с экранированными полюсами:

1 — статор; 2 — обмотка статора; 3 — экранирующие витки; 4 — ротор

§ 9.6. ШАГОВЫЕ (ИМПУЛЬСНЫЕ) ДВИГАТЕЛИ

Шаговые (импульсные) двигатели представляют собой синхронные микродвигатели, у которых питание фаз обмотки якоря осуществляется путем подачи импульсов напряжения от какого-либо (например, электронного) коммутатора.

Принцип действия. Под воздействием каждого импульса ротор двигателя совершает определенное угловое перемещение, называемое *шагом*. Коммутатор преобразует заданную последовательность управляющих импульсов в m -фазную систему одно- и двухполярных прямоугольных импульсов напряжения.

На рис. 9.15 изображена схема m -фазного шагового двигателя без обмотки возбуждения на роторе. Если фазы 1, 2, 3, ..., m обмотки якоря рассматриваемого двигателя питаются поочередно однополярными импульсами напряжения, то ротор двигателя скачкообразно перемещается в положения, при которых его ось совпадает с осями фаз 1, 2, 3 и т. п. Следовательно, ротор имеет m устойчивых состояний, соответствующих направлению вектора МДС $\vec{F}_1$ (рис. 9.15, а) обмотки якоря в данный момент времени; при этом шаг ротора равен $2\pi/m$.

Для увеличения результирующей МДС якоря, а следовательно, магнитного потока и синхронизирующего момента обычно одновременно подают питание на две, три и большее

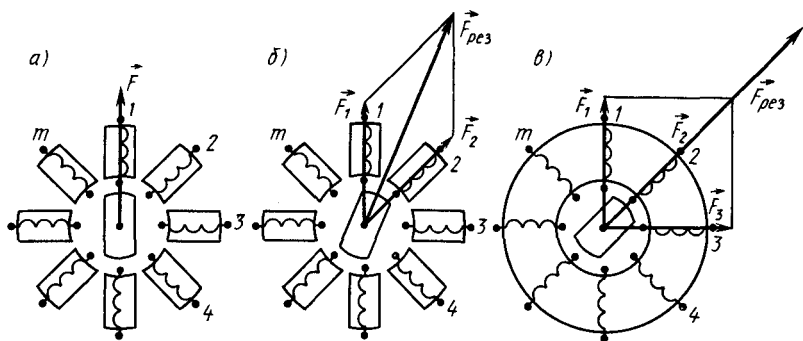


Рис. 9.15. Схемы работы шагового двигателя при питании различных фаз обмотки якоря (а—в)

количество фаз. Так, например, если одновременно подают питание на две фазы, то положение результирующего вектора МДС $\vec{F}_{рез}$ и оси ротора совпадает с линией, проходящей между осями двух соседних фаз (рис. 9.15, б). При подаче питания одновременно на три соседние фазы ротор перемещается в положение, совпадающее с осью средней фазы (рис. 9.15, в). Если поочередно включают то четное (две), то нечетное (одна, три) число фаз, то ротор двигателя имеет $2m$ устойчивых состояний и шаг равен π/m . Управление двигателем, при котором фазы обмотки якоря включают поочередно равными группами по две, три и т. п., называют *симметричным*; поочередное включение неравных групп фаз — *несимметричным*.

В качестве шаговых обычно применяют синхронные двигатели без обмотки возбуждения на роторе: с постоянными магнитами, реактивные и индуктивные (с подмагничиванием). Для получения требуемых статических характеристик и динамических свойств их выполняют без пусковой обмотки, с ротором минимального диаметра и рассчитывают на большие электромагнитные нагрузки.

Применение шагового двигателя целесообразно для привода механизмов, имеющих старт-стопное движение, или механизмов с непрерывным движением, если управляющий сигнал задан в виде последовательности импульсов (лентопротяжных устройств для ввода и вывода информации, счетчиков, приводов станков с программным управлением и т. п.).

Двигатели с постоянными магнитами. Ротор двигателя (рис. 9.16) выполняют в виде постоянного магнита (звездочки) литой или составной конструкции без полюсных наконечников. Статор имеет явно выраженные полюсы, вокруг которых в полуоткрытых пазах размещаются катушки обмотки якоря (двух-, трех- или четырехфазной). В многополюсных машинах число пазов на полюс и фазу $q=1$,

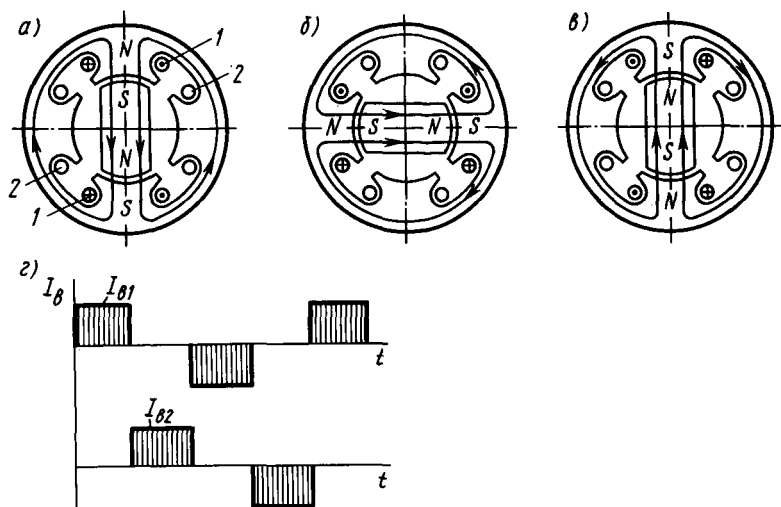


Рис. 9.16. Положения ротора шагового двигателя с постоянными магнитами при различных полярностях включения его фаз (а—в) и диаграмма изменения тока в этих фазах (г)

т. е. обмотку выполняют сосредоточенной. Шаговые двигатели этого типа называют также *магнитоэлектрическими*.

В двигателе с двухфазной обмоткой якоря при последовательной подаче импульсов напряжения на катушки полюсов ось магнитного потока скачкообразно перемещается на 90° (рис. 9.16, а,—в). В результате под действием синхронизирующего момента при каждом импульсе ротор поворачивается на 90° , т. е. делает шаг, равный 90° . Возникновение синхронизирующего момента в шаговом двигателе при подаче питания на фазы обмотки якоря обусловлено теми же причинами, что и в синхронном двигателе обычного исполнения.

В рассматриваемом двигателе магнитное поле якоря может иметь четыре различных состояния, которым соответствуют различные направления тока в фазах 1 и 2 его обмотки:

- 1) ток в фазе 1 направлен от начала к концу; фаза 2 обесточена;
- 2) ток в фазе 2 направлен от начала к концу; фаза 1 обесточена;
- 3) ток в фазе 1 направлен от конца к началу; фаза 2 обесточена;
- 4) ток в фазе 2 направлен от конца к началу; фаза 1 обесточена.

Порядок переключения (коммутации) фаз 1 и 2 обмотки якоря представлен на рис. 9.16, г в виде временной

диаграммы изменения токов $I_{в1}$ и $I_{в2}$ в этих фазах. Каждому импульсу тока соответствует определенное положение ротора двигателя. Рассмотренную систему переключения фаз 1 и 2 обмотки якоря называют четырехтактной разнополярной коммутацией и сокращенно обозначают следующим образом: $(+1) - (+2) - (-1) - (-2) - (+1) - \dots$. Каждым четырем тактам соответствует поворот ротора на два полюсных деления. Чтобы изменить направление вращения ротора, следует изменить полярность включения одной из фаз обмотки якоря, не изменяя очередность их коммутации. Для уменьшения шага шаговые двигатели обычно выполняют многополюсными. При этом число полюсных выступов на роторе должно быть равно числу полюсов статора. Наиболее часто используют восьмиполюсные шаговые двигатели. *Шаг двигателя представляет собой угол поворота ротора за один такт:*

$$\alpha_{\text{ш}} = 360 / (kp), \quad (9.15)$$

где k — число тактов в одном цикле; p — число пар полюсов.

При четырехтактной коммутации шаг восьмиполюсного двигателя $\alpha_{\text{ш}} = 22,5^\circ$. Частота вращения ротора двигателя зависит от частоты подачи импульсов:

$$n_2 = 60 f_1 \alpha_{\text{ш}} / 360 = 60 f_1 / (kp). \quad (9.16)$$

Диапазон изменения частоты при четырехтактной коммутации обычно составляет 0...500 Гц; максимальной частоте соответствует частота вращения $n_{2\text{max}} = 2000...3000$ об/мин.

В ряде случаев для лучшего использования обмоток применяют четырехтактную коммутацию с попарным включением обмоток: $(+1)(+2) - (+2)(-1) - (-1)(-2) - (-2)(+1) - (+1)(+2) - \dots$. Такое включение обмоток позволяет увеличить результирующую МДС ротора, вследствие чего возрастает вращающий момент на валу двигателя примерно в 1,5 раза.

Обычно шаговые двигатели имеют четырехфазную обмотку, которая в отличие от двухфазной может управляться однополярными импульсами напряжения; это упрощает конструкцию электронного коммутатора. При подключении к электронному коммутатору фазы такой обмотки соединяют в четырехлучевую звезду с выведенной общей точкой. Коммутацию четырехфазной обмотки обычно выполняют четырехтактной, парной: $(12) - (23) - (34) - (41) - (12) - \dots$, вследствие чего обеспечивается такое же увеличение вращающего момента, что и при попарной разнополярной коммутации двухфазной обмотки. Шаговые двигатели с трехфазной обмоткой требуют шеститактной разнополярной коммутации.

Реактивные двигатели. Ротор реактивного шагового двигателя выполняют из магнитомягкого материала. На статоре

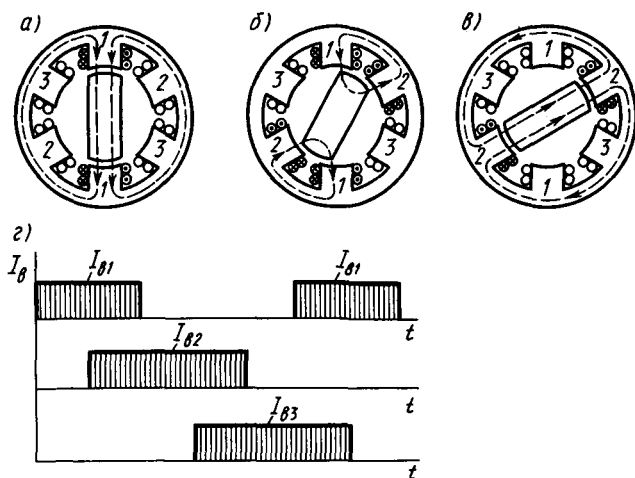


Рис. 9.17. Положения ротора реактивного шагового двигателя при различных полярностях включения фаз (а—в) и диаграмма изменения тока в этих фазах (з)

обычно располагают трехфазную сосредоточенную обмотку якоря, фазы которой получают питание от электронного коммутатора. Шаговые двигатели этого типа называют также *параметрическими*. На рис. 9.17, а—в схематично показаны три такта работы реактивного шагового двигателя с трехфазной обмоткой якоря и шестью выступами на статоре; на роторе имеются только два выступа. Когда по фазе 1 проходит ток, ротор занимает положение, показанное на рис. 9.17, а. В следующий момент времени питание подается одновременно на фазы 1 и 2, и ротор поворачивается в положение (рис. 9.17, б), соответствующее наибольшей магнитной проводимости для потока, созданного этими фазами. Далее питание с фазы 1 снимается и ротор перемещается в положение рис. 9.17, в. Таким образом, коммутация обмоток статора происходит в следующем порядке: 1—12—2—23—3—31—1..., т. е. коммутация является несимметричной, шеститактной, однополярной (рис. 9.17, з). При этом шаг двигателя $\alpha_{\text{ш}} = 30^\circ$. Возможна и трехтактная коммутация по схеме: (1)—(2)—(3)—(1) или (12)—(23)—(31)—(12).... Как правило, применяют шеститактную коммутацию, которая дает меньший шаг и большую устойчивость работы двигателя.

Шаг двигателя можно уменьшить, увеличив число выступов на роторе. Например, применяя шаговый двигатель с крестообразным ротором (рис. 9.18), при той же последовательности подачи импульсов, что и для двигателя, показанного на рис. 9.17, получают шаг, равный 15° . Дальнейшее

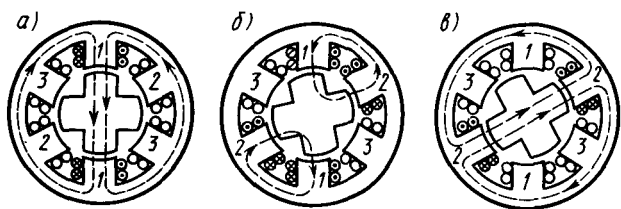


Рис. 9.18. Схемы, иллюстрирующие положения крестообразного ротора реактивного шагового двигателя при различных полярностях включения его фаз (а—в)

уменьшение шага, т. е. повышение точности работы двигателя, можно обеспечить увеличив число выступов на статоре и роторе, т. е. перейдя к схеме редукторного двигателя (см. рис. 9.11).

При малом шаге ($5...1^\circ$) применяют реактивный редукторный шаговый двигатель с гребенчатыми выступами на статоре. Выпускаемые отечественной промышленностью реактивные редукторные шаговые двигатели имеют на статоре шесть полюсных выступов с гребенчатой зубцовой зоной.

Двигатели с подмагничиванием (индукторные). По конструктивному исполнению и принципу работы рассматриваемые двигатели сходны с редукторными двигателями, имеющими радиальное возбуждение. Возбуждение может создаваться обмоткой постоянного тока или постоянным магнитом, находящимся на статоре, как и в редукторных двигателях. Однако в шаговых индукторных двигателях постоянная составляющая магнитного поля обычно образуется за счет особого способа включения обмоток якоря. Например, если питать фазы обмотки якоря однополярными импульсами, то за счет постоянной составляющей тока в машине возникает неподвижное в пространстве магнитное поле, намагничивающее ротор. Следовательно, при соответствующей схеме питания обмоток возбуждения реактивный шаговый двигатель может работать как двигатель с подмагничиванием.

Индукторные шаговые двигатели с подмагничиванием имеют несколько лучшие характеристики, чем реактивные: больший электромагнитный момент, лучшую устойчивость и т. п. Однако для них требуется более сложный электронный коммутатор, который загружается постоянной составляющей тока возбуждения. Наличие постоянной составляющей тока в обмотке якоря двигателя приводит к возрастанию электрических потерь мощности. Максимальная частота подачи управляющих импульсов тока у двигателей с подмагничиванием меньшая, чем у реактивных.

Режимы работы шаговых двигателей. Для работы шагового двигателя характерным является регулирование частоты вращения в широком диапазоне путем изменения частоты

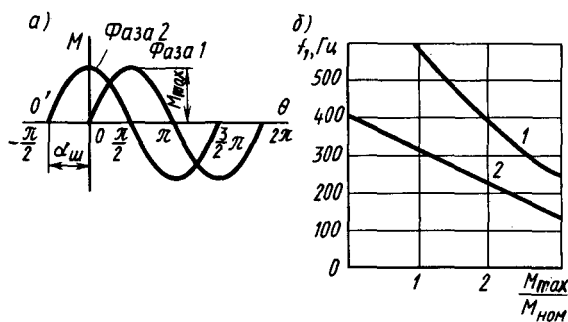


Рис. 9.19. Рабочие характеристики шагового двигателя (а, б)

подачи управляющих импульсов тока. Таким же способом осуществляют его фиксированный останов, пуск и изменение направления вращения. В зависимости от частоты управляющих импульсов различают следующие режимы работы шаговых двигателей: статический, квазистационарный, установившийся и переходные.

Статический режим — это режим прохождения по обмоткам возбуждения постоянного тока, создающего неподвижное поле. При питании одной фазы зависимость электромагнитного момента M от угла рассогласования θ близка к синусоидальной (рис. 9.19, а). Поскольку при $\theta=0$ синхронизирующий момент равен нулю, возникает статическая ошибка в положении ротора; она тем больше, чем больше нагрузка и меньше максимальный момент. В двигателях с гребенчатыми выступами на статоре и шагом, равным $1,5^\circ$, статическая ошибка составляет не более $0,5^\circ$.

Квазистационарный режим — это режим отработки единичных шагов, например в приводах различных старто-стопных, лентопротяжных и других подобных механизмов. Предельная частота квазистационарного режима ограничена временем затухания колебаний ротора, которые могут возникнуть при переходе ротора из одного устойчивого положения в другое (точки O и O' на рис. 9.19, а), аналогично тому, как это происходит в обычной синхронной машине при резком изменении угла θ . Для устранения колебаний ротора в конце шага применяют различные демпфирующие устройства и обгонные муфты. Предельную частоту квазистационарного режима повышают, увеличивая число фаз обмотки якоря или число тактов коммутации (восьмитактная коммутация при четырехфазной обмотке, шеститактная — при трехфазной). Во всех этих случаях при отработке шага уменьшается угол перемещения и кинетическая энергия ротора, что снижает его склонность к колебаниям.

Установившийся режим — это режим, соответствующий постоянной частоте управляющих импульсов. Ротор двигателя в установившемся режиме имеет постоянную частоту вращения, но при переходе из одного устойчивого состояния в другое возникают периодические и аperiodические колебания относительно мгновенной точки устойчивого равновесия. При частоте управляющих импульсов f_1 , меньшей частоты свободных колебаний двигателя f_0 , угловое перемещение ротора при каждом шаге, как и в квазистационарном режиме, сопровождается свободными колебаниями, которые существенно увеличивают динамическую ошибку при отработке ротором заданного перемещения. Частота свободных колебаний ротора

$$f_0 \approx 0,135 \sqrt{M_{\max} p / (J_p + J_n)}, \quad (9.17)$$

где $M_{\max}$ — максимальный электромагнитный момент при неподвижном роторе; J_p и J_n — моменты инерции ротора и нагрузки, приведенной к валу ротора.

При частоте управляющих импульсов, равной или в целое число раз меньшей частоты f_0 , возникает явление электро-механического резонанса, которое при слабом демпфировании колебаний может вызвать нарушение периодичности движения ротора и привести к выпадению его из синхронизма. При частоте $f_1 > f_0$ возникают вынужденные колебания с частотой, равной частоте управляющих импульсов; амплитуда их монотонно уменьшается с увеличением частоты. Для устойчивой работы шагового двигателя необходимо, чтобы $M_n / M_{\max} \leq 0,3 \dots 0,5$, $J_n / J_p \leq 1 \dots 2$ и имелось внутреннее или внешнее демпфирование.

Электромагнитный момент шагового двигателя в общем случае состоит из двух частей: синхронизирующего момента, зависящего от угла θ между осями МДС обмотки якоря и ротора, и асинхронного тормозного момента, пропорционального частоте вращения, т. е. $d\theta/dt$:

$$M = M_{\text{сн}} + M_{\text{т}} = M_{\max} \sin \theta + D d\theta/dt. \quad (9.18)$$

Параметр D называют коэффициентом внутреннего демпфирования. Физически внутреннее демпфирование, т. е. тормозной момент $M_{\text{т}}$ в двигателях с постоянными магнитами или обмоткой возбуждения на роторе, возникает в результате взаимодействия вращающегося потока ротора с током в обмотке якоря (см. § 9.2). У реактивных двигателей этот момент зависит от разности индуктивных сопротивлений $(X_d - X_q)$ обмотки якоря и ее активного сопротивления R_a . При достаточно большом значении коэффициента D происходит эффективное затухание колебаний ротора двигателя. Этому способствует также наличие трения и внешних демпфирующих устройств.

Переходные режимы — основные эксплуатационные режимы шаговых двигателей, включающие в себя пуск, торможение, реверс, переход с одной частоты на другую. Основное требование, предъявляемое к шаговым двигателям в переходных режимах, — *сохранение синхронизма при изменении частоты управляющих импульсов, т. е. отсутствие потери шага*.

Для каждого шагового двигателя существует некоторая предельная частота подачи управляющих импульсов $f_{пр}$, при которой ротор еще следует за скачкообразно изменяющимся полем статора. Эту частоту называют *частотой приемистости*. Частота приемистости характеризует пусковые свойства шагового двигателя — максимальную частоту управляющих импульсов, при которой возможен пуск без выпадения из синхронизма. Она возрастает с увеличением синхронизирующего момента, уменьшением углового шага, нагрузки и момента инерции.

Для современных шаговых двигателей при номинальной нагрузке частота приемистости $f_{пр} = 100 \dots 1000$ Гц. Предельная частота, при которой осуществляется торможение шагового двигателя без потери шага (с сохранением синхронизма), как правило, выше частоты приемистости: это объясняется влиянием внутреннего демпфирования, момента нагрузки и момента трения. Предельная частота реверса, при которой реализуется реверс без выпадения из синхронизма (без потери шага), составляет $(0,2 \dots 0,5) f_{пр}$. Только в двигателях с большим демпфированием и электромагнитными постоянными времени обмоток якоря предельные частоты реверса и приемистости примерно равны.

Рабочие характеристики шаговых двигателей. Они определяются параметрами двигателя, нагрузки (нагрузочный момент и момент инерции) и особенностями электронного коммутатора (числом тактов коммутации, формой его выходного напряжения и пр.). Основные характеристики следующие: статическая, предельная механическая и предельная динамическая приемистости.

Статическая характеристика — зависимость электромагнитного момента M от угла θ (рис. 9.19, а), а также зависимость тока двигателя от нагрузки в квазистационарном режиме.

Предельная механическая характеристика — зависимость частоты управляющих импульсов от максимального момента на валу ротора, при котором происходит выпадение двигателя из синхронизма (рис. 9.19, б, кривая 1). Ее снимают при плавном увеличении частоты f_1 .

Предельная динамическая характеристика приемистости — зависимость частоты приемистости $f_{пр}$ в динамическом режиме (например, при пуске) от момента

нагрузки M (рис. 9.19, б, кривая 2). Рабочие характеристики снимают при различных сочетаниях включаемых обмоток, моментах инерции двигателя и нагрузки и пр.

Области применения. При высоких частотах вращения (2000...3000 об/мин) применяют шаговые двигатели с постоянными магнитами на роторе. Наличие активного ротора позволяет получить относительно большие моменты и обеспечить фиксацию ротора при обесточенных обмотках. У этих двигателей номинальный вращающий момент $M_{\text{ном}} = 0,1 \dots 10 \text{ Н} \cdot \text{см}$, угловой шаг $\alpha_{\text{ш}} = 15^\circ$. При низких частотах вращения (до 1000 об/мин) и малом шаге применяют индукторные и реактивные двигатели с гребенчатыми выступами на полюсах статора. Их номинальный момент $M_{\text{ном}} = 1 \dots 25 \text{ Н} \cdot \text{см}$, а угловой шаг $\alpha_{\text{ш}} = 1,5 \dots 3^\circ$.

§ 10.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Машины постоянного тока применяют в качестве электродвигателей и генераторов. Электродвигатели постоянного тока имеют хорошие регулировочные свойства, значительную перегрузочную способность и позволяют получать жесткие и мягкие механические характеристики.

Назначение. Такие машины широко используют для привода различных механизмов в черной металлургии (прокатные станы, кантователи, роликовые транспортеры), на транспорте (электровозы, тепловозы, электропоезда, электромобили), в грузоподъемных и землеройных устройствах (краны, шахтные подъемники, экскаваторы), на морских и речных судах, в металлообрабатывающей, бумажной, текстильной, полиграфической промышленности и др. Двигатели небольшой мощности применяют во многих системах автоматики.

Конструкция двигателей постоянного тока сложнее и их стоимость выше, чем асинхронных двигателей. Однако в связи с широким применением автоматизированного электропривода и тиристорных преобразователей, позволяющих питать электродвигатели постоянного тока регулируемым напряжением от сети переменного тока, эти электродвигатели широко используют в различных отраслях народного хозяйства.

Генераторы постоянного тока ранее широко использовались для питания электродвигателей постоянного тока в стационарных и передвижных установках, а также как источники электрической энергии для заряда аккумуляторных батарей, питания электролизных и гальванических ванн, для электроснабжения различных электрических потребителей на автомобилях, самолетах, пассажирских вагонах, электровозах, тепловозах и др.

Недостаток машин постоянного тока — наличие щеточноколлекторного аппарата, который требует тщательного

ухода в эксплуатации и снижает надежность работы машины. Поэтому в последнее время генераторы постоянного тока в стационарных установках вытесняются полупроводниковыми преобразователями, а на транспорте — синхронными генераторами, работающими совместно с полупроводниковыми выпрямителями.

Принципиальная возможность создания электродвигателя постоянного тока была впервые показана *М. Фарадеем* в 1821 г.; в созданном им приборе проводник, по которому пропускали постоянный ток, вращался вокруг магнита.

Двигатель постоянного тока с электромагнитным возбуждением был создан в России акад. *Б. С. Якоби* в 1834 г., который назвал его магнитной машиной. В 1838 г. им был построен более мощный электродвигатель, который использовался для привода гребного винта речного катера. Принцип обратимости электрических машин был также впервые сформулирован русским физиком акад. *Э. Х. Ленцем*. В дальнейшем ряд коллекторных машин постоянного тока был создан *Г. Феррарисом*, *В. Сименсом* и др. Значительное развитие теория электрических машин постоянного тока получила в трудах *Д. А. Лачинова*. В 1880 г. он опубликовал труд «Электромеханическая работа», в котором рассмотрел вопросы создания вращающего момента электродвигателя, КПД электрических машин, условия питания электродвигателя от генератора и дал классификацию машин постоянного тока по способу возбуждения.

В XX столетии продолжалось развитие теории и совершенствование конструкции машин постоянного тока. Большое внимание обращалось на повышение надежности этих машин путем устранения причин, вызывающих возникновение искрения под щетками (улучшения коммутации) и образование кругового огня на коллекторе.

Важное значение в решении всех теоретических и практических вопросов работы машины постоянного тока имели труды советских ученых *А. Е. Алексеева*, *Д. А. Завалишина*, *Г. А. Люста*, *А. Б. Иоффе*, *В. Т. Касьянова*, *М. П. Костенко*, *В. С. Кулебакина*, *С. И. Курбатова*, *Л. М. Пиотровского*, *Е. М. Синельникова*, *В. А. Толвинского*, *К. И. Шенфера*, венгерского электротехника *О. В. Бенедикта* и др.

В настоящее время в рамках Интерэлектро разработана серия электродвигателей постоянного тока типа ПИ мощностью от 0,25 до 750 кВт, которая выпускается электропромышленностью всех стран — членов СЭВ. Эти двигатели предназначены для регулируемых электроприводов и рассчитаны на питание от полупроводниковых преобразователей. Кроме того, электропромышленность выпускает ряд двигателей постоянного тока специального исполнения — для электротяги, экскаваторов, металлургического оборудования,

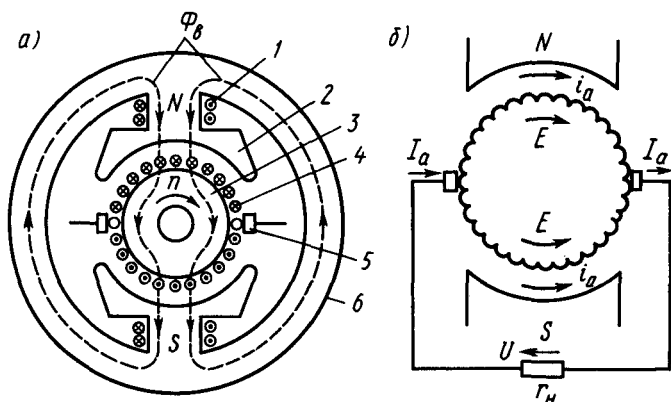


Рис. 10.1. Электромагнитная схема двухполюсной машины постоянного тока (а) и эквивалентная схема ее обмотки якоря (б):

1—обмотка возбуждения; 2—главные полюсы; 3—якорь; 4—обмотка якоря; 5—щетки; 6—корпус (станина)

шахтных подъемников, буровых установок, морских и речных судов и других приводов мощностью от нескольких сотен до нескольких тысяч кВт.

Принцип действия. Машина постоянного тока (рис. 10.1, а) имеет обмотку возбуждения, расположенную на явно выраженных полюсах статора. По этой обмотке проходит постоянный ток I_b , создающий магнитное поле возбуждения Φ_b . На роторе расположена двухслойная обмотка, в которой при вращении ротора индуцируется ЭДС. Таким образом, ротор машины постоянного тока является якорем, а конструкция машины сходна с конструкцией обращенной синхронной машины.

При заданном направлении вращения якоря направление ЭДС, индуцируемой в его проводниках, зависит только от того, под каким полюсом находится проводник. Поэтому во всех проводниках, расположенных под одним полюсом, направление ЭДС одинаковое и сохраняется таким независимо от частоты вращения. Иными словами, характер кривой, отображающей направление ЭДС на рис. 10.1, а, неподвижен во времени: в проводниках, расположенных выше горизонтальной оси симметрии, которая разделяет полюсы (геометрическая нейтраль), ЭДС всегда направлена в одну сторону; в проводниках, лежащих ниже геометрической нейтрали,— в противоположную сторону.

При вращении якоря проводники обмотки перемещаются от одного полюса к другому; ЭДС, индуцируемая в них, изменяет знак, т. е. в каждом проводнике наводится переменная ЭДС. Однако количество проводников, находящихся

под каждым полюсом, остается неизменным. При этом суммарная ЭДС, индуцируемая в проводниках, находящихся под одним полюсом, также неизменна по направлению и приблизительно постоянна по величине. Эта ЭДС снимается с обмотки якоря с помощью скользящего контакта, включенного между обмотками и внешней цепью.

Обмотка якоря выполняется замкнутой, симметричной (рис. 10.1, б). При отсутствии внешней нагрузки ток по обмотке не проходит, так как ЭДС, индуцируемые в различных частях обмотки, взаимно компенсируются.

Если щетки, осуществляющие скользящий контакт с обмоткой якоря, расположить на геометрической нейтрали, то при отсутствии внешней нагрузки к щеткам прикладывается напряжение U , равное ЭДС E , индуцированной в каждой из половин обмоток. Это напряжение практически неизменно, хотя и имеет некоторую переменную составляющую, обусловленную изменением положения проводников в пространстве. При большом количестве проводников пульсации напряжения весьма незначительны.

При подключении к щеткам сопротивления нагрузки R_n через обмотку якоря проходит постоянный ток I_a , направление которого определяется направлением ЭДС E . В обмотке якоря ток I_a развивается и проходит по двум параллельным ветвям (токи i_a).

Для обеспечения надежного токосъема щетки скользят не по проводникам обмотки якоря (как это было в начале развития электромашиностроения), а по коллектору, выполняемому в виде цилиндра, который набирается из медных пластин, изолированных одна от другой. К каждой паре соседних коллекторных пластин присоединяют часть обмотки якоря, состоящую из одного или нескольких витков; эту часть называют *секцией обмотки якоря*.

Если машина работает в генераторном режиме, то коллектор вместе со скользящими по его поверхности щетками является выпрямителем. В двигательном режиме, когда к якорю подводится питание от источника постоянного тока и он преобразует электрическую энергию в механическую, коллектор со щетками можно рассматривать как преобразователь частоты, связывающий сеть постоянного тока с обмоткой, по проводникам которой проходит переменный ток.

Таким образом, *главная особенность машины постоянного тока — наличие коллектора и скользящего контакта между обмоткой якоря и внешней электрической цепью.*

§ 10.2. УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

По конструктивному выполнению машина постоянного тока (рис. 10.2) подобна обращенной синхронной машине,

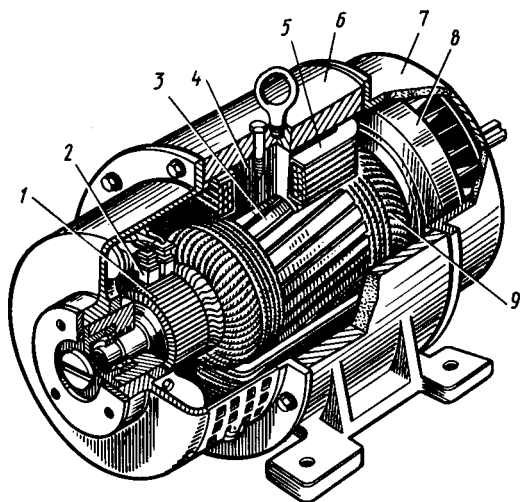


Рис. 10.2. Устройство машины постоянного тока:
 1—коллектор; 2—щетки; 3—сердечник якоря; 4—главный полюс; 5—катушки обмотки возбуждения; 6—корпус (станина); 7—подшипниковый щит; 8—вентилятор; 9—обмотка якоря

у которой обмотка якоря расположена на роторе, а обмотка возбуждения—на статоре. Основное отличие заключается в том, что машина постоянного тока имеет на якоре *коллектор*, а на статоре кроме главных полюсов с обмоткой возбуждения *добавочные полюсы*, которые служат для уменьшения искрения под щетками.

Статор. На статоре расположены главные полюсы с катушками обмотки возбуждения и добавочные полюсы (на рис. 10.2 не показаны) с соответствующими катушками. Полюсы крепят болтами к стальному корпусу, который является частью магнитной цепи машины. Главные полюсы (рис. 10.3) выполняют шихтованными (из стальных штампованных листов), а добавочные—массивными или также шихтованными.

По станине и полюсам замыкается постоянный магнитный поток, поэтому выполнение полюсов массивными или из листов определяется в основном удобствами технологии. Стальные листы спрессовывают под давлением и скрепляют заклепками и нажимными щеками, установленными по краям каждого полюса. Шихтованными должны быть только наконечники главных полюсов, так как при вращении зубчатого якоря из-за пульсации магнитного потока в воздушном зазоре в них возникают вихревые токи и потери мощности. Однако по условиям технологии обычно выполняют шихтованным весь полюс. Полюсы крепят к станине

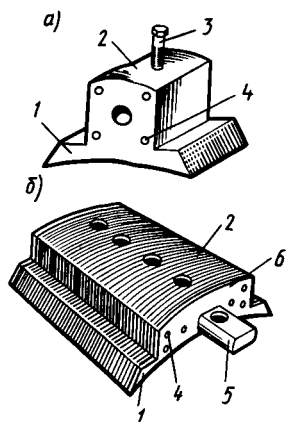


Рис. 10.3. Устройство главных полюсов (а, б): 1 — полюсный наконечник; 2 — сердечник полюса; 3 — установочный болт; 4 — заклепки; 5 — установочный стержень; 6 — нажимные щетки

болтами; резьбу для болтов нарезают непосредственно в шихтованном сердечнике полюса (рис. 10.3, а) либо в массивных стальных стержнях, которые вставляют в выштампованные отверстия в полюсах (рис. 10.3, б).

Катушки главных и добавочных полюсов изготавливают из изолированного медного провода круглого или прямоугольного сечения. Катушки машин малой мощности выполняют из тонкой проволоки; последовательные катушки обмоток возбуждения и добавочных полюсов — из полосовой меди (рис. 10.4). Расположенную на полюсе обмотку иногда разбивают на несколько катушек (секций) для лучшего ее охлаждения. При секционном выполнении катушек между отдельными секциями устанавливают дистанционные шайбы из изоляционного материала, посредством которых образуются вентиляционные каналы.

Якорь. Сердечник якоря, так же как в синхронной машине, собирают из изолированных листов электротехнической стали (рис. 10.5). Обмотку якоря изготавливают из провода круглого или прямоугольного сечения; обычно она состоит из отдельных, заранее намотанных якорных катушек (рис. 10.6), которые обматывают изоляционными лентами и укладывают в пазы сердечника якоря. Обмотку выполняют двухслойной; в каждом пазу укладывают две стороны различных якорных катушек — одну поверх другой. Каждая якорная катушка включает в себя несколько секций, концы которых припаивают к соответствующим коллекторным пластинам; секции могут быть одно- и многовитковыми.

Коллектор. Обычно коллектор выполняют в виде цилиндра (рис. 10.7), собранного из клинообразных пластин твердотянутой меди; между пластинами располагают изоляционные прокладки из слюды или миканита. Узкие края коллекторных пластин имеют форму ласточкина хвоста; после сборки коллектора их зажимают между корпусом и нажимным фланцем (рис. 10.7, а) и изолируют манжетами из миканита. Секции обмотки якоря вплавляют в прорези, имеющиеся в выступающей части коллекторных пластин.

В машинах малой и средней мощности широко применяют коллекторы, в которых медные пластины и миканитовые прокладки запрессованы в пластмассу (рис. 10.7, б). Поверхность собранного коллектора обтачивают на токар-

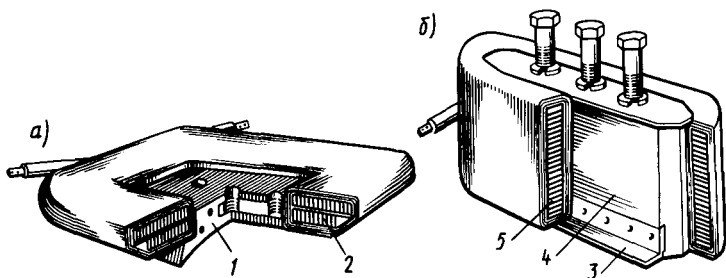


Рис. 10.4. Устройство катушек главных (а) и добавочных (б) полюсов: 1—главный полюс; 2—катушка обмотки возбуждения; 3—опорный угольник; 4—добавочный полюс; 5—катушка обмотки добавочных полюсов

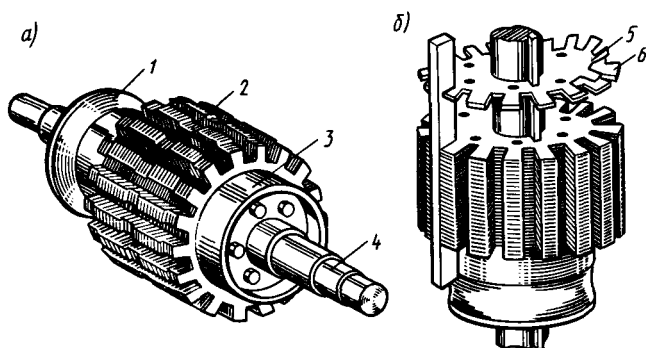


Рис. 10.5. Устройство сердечника якоря (а) и сборки его (б): 1, 3—нажимные шайбы (обмоткодержатели); 2—выточки для наложения банджа; 4—место для запрессовки коллектора; 5—изоляционная пленка; 6—стальной лист

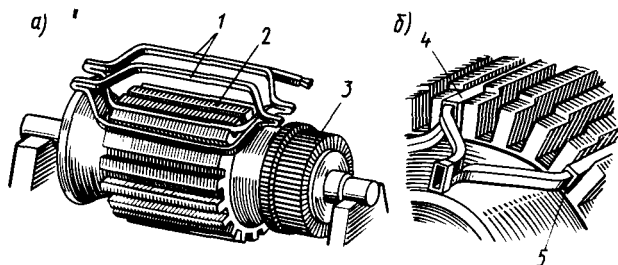


Рис. 10.6. Устройство якорных катушек (а) и расположение их в пазах (б): 1—якорные катушки; 2—сердечник якоря; 3—коллектор; 4, 5—верхняя и нижняя стороны якорной катушки

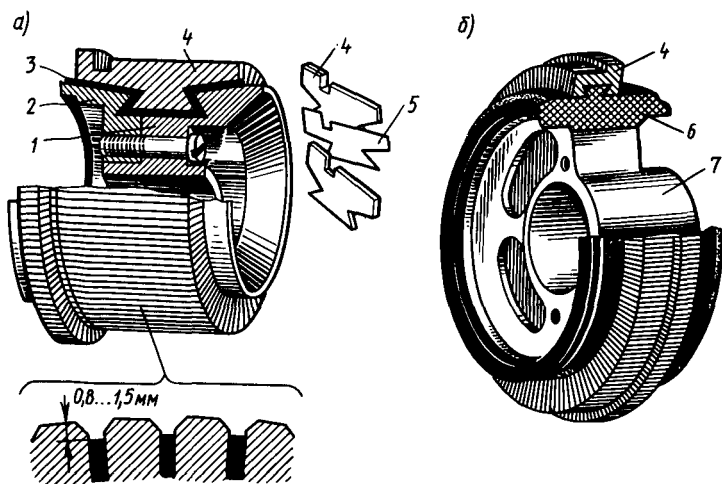


Рис. 10.7. Устройство коллектора машины постоянного тока с металлическим (а) и пластмассовым (б) корпусом:
 1 — корпус; 2 — нажимной фланец; 3 — изоляционные манжеты; 4 — коллекторные пластины; 5 — изоляционные прокладки; 6 — пластмасса; 7 — втулка

ном станке и тщательно шлифуют. Чтобы миканитовые прокладки при срабатывании коллектора не выступали над пластинами и не вызывали вибрации щеток, их профрезеровывают на 0,8...1,5 мм ниже поверхности коллектора.

Щеточный аппарат. По цилиндрической части коллектора скользят щетки, установленные в щеткодержателях. Щетки представляют собой прямоугольные бруски, изготовленные путем прессовки и термической обработки из материалов, составленных на основе графита. Они предназначены для соединения коллектора с внешней цепью и прижимаются к поверхности коллектора пружинами (рис. 10.8, а).

При вращении якоря щетки сохраняют неизменное положение относительно полюсов машины. Щеткодержатели укрепляют на щеточных пальцах и изолируют от них. Щеточные пальцы, в свою очередь, крепят либо к подшипниковому щиту, либо к траверсе, которая позволяет при необходимости поворачивать всю систему щеток относительно полюсов машины. В машинах малой мощности часто применяют трубчатые щеткодержатели (рис. 10.8, б), устанавливаемые непосредственно в подшипниковом щите.

В зависимости от состава, способа изготовления и физических свойств все щетки (рис. 10.9) делят на шесть основных групп: угольно-графитные, графитные, электрографитированные, медно-графитные, бронзо-графитные и серебряно-графитные. Для каждой машины следует применять

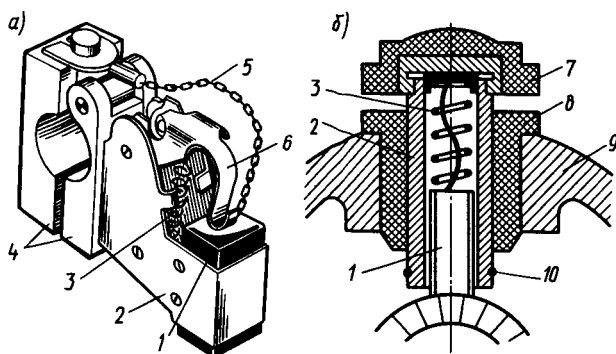


Рис. 10.8. Устройство щеткодержателей машин средней (а) и малой (б) мощности:

1 — щетка; 2 — обойма; 3 — пружина; 4 — зажимы для крепления к щеточному пальцу; 5 — щеточный канатик; 6 — нажимной палец; 7 — колпак; 8 — изоляционная втулка; 9 — подшипниковый щит; 10 — зажим для выводного проводника

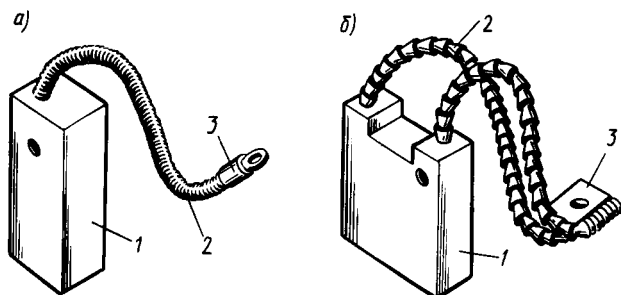


Рис. 10.9. Устройство щеток машин малой (а) и большой (б) мощности:

1 — щетка; 2 — щеточный канатик; 3 — кабельный наконечник

щетки только установленной марки, которая выбирается заводом-изготовителем исходя из условий работы машины.

§ 10.3. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассмотрим процесс индуцирования электродвижущей силы в обмотке якоря, проводники которой для простоты будем считать равномерно распределенными вдоль окружности якоря (рис. 10.10, а).

Электродвижущая сила в обмотке якоря. При вращении якоря в проводниках, лежащих под полюсами N и S , индуцируются ЭДС противоположного направления. Проводники, в которых индуцируются эти ЭДС, расположены

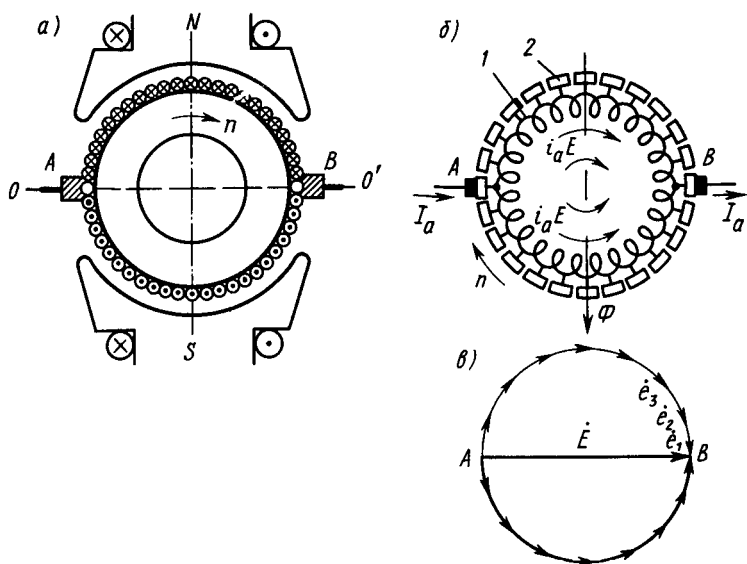


Рис. 10.10. Схема машины постоянного тока (а), упрощенная схема ее обмотки якоря (б) и векторная диаграмма индуцируемых в ней ЭДС (в):
1 — обмотка якоря; 2 — коллектор

по обе стороны от геометрической нейтральной $O—O'$ — оси симметрии, разделяющей полюсы.

Обмотка якоря выполнена в виде многофазной обмотки (рис. 10.10, б), состоящей из большого числа витков, подключенных к пластинам коллектора так, чтобы между каждой парой смежных коллекторных пластин был включен один или несколько витков. На коллектор накладывают щетки A и B , посредством которых вращающаяся обмотка якоря соединяется с внешней цепью. При вращении якоря между щетками A и B действует постоянная по величине ЭДС E , равная сумме ЭДС, индуцированных во всех последовательно соединенных витках обмотки якоря, которые включены между щетками.

Чтобы подать от обмотки якоря во внешнюю цепь максимальное напряжение, эту цепь нужно присоединить к двум точкам обмотки якоря, между которыми имеется наибольшая разность потенциалов. Такими точками при холостом ходе машины являются точки a и b (рис. 10.10, б), расположенные на геометрической нейтральной, где и следует устанавливать щетки A и B . При вращении якоря точки a и b смещаются с геометрической нейтральной, но к щеткам подходят новые точки обмотки, между которыми будет действовать ЭДС E , поэтому ЭДС во внешней цепи неиз-

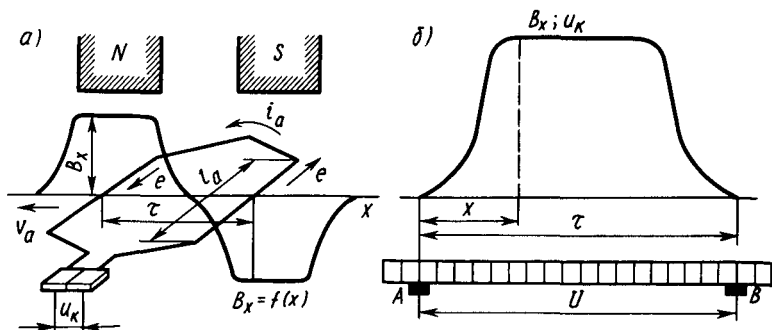


Рис. 10.11. Кривые распределения индукции B_x вдоль окружности якоря и напряжений u_k по коллектору

менна по величине и направлению. Уменьшения пульсаций ЭДС E при переходе щеток с одной коллекторной пластины на другую достигают путем установки большого числа коллекторных пластин; число коллекторных пластин, приходящихся на одну параллельную ветвь обмотки якоря, должно быть не менее восьми.

Если заменить реальную несинусоидальную ЭДС, индуцируемую в витках обмотки якоря, эквивалентной синусоидальной, то значение ЭДС E между щетками A и B можно найти из векторной диаграммы (рис. 10.10, в). При достаточно большом числе секций обмотки якоря эта ЭДС практически неизменна во времени и равна диаметру окружности, описанной вокруг многоугольника ЭДС $\dot{e}_1, \dot{e}_2, \dot{e}_3$ и др., индуцированных в отдельных витках этой обмотки.

Щетки A и B разделяют рассматриваемую обмотку на две параллельные ветви, в каждой из которых индуцируются ЭДС E и проходят токи i_a . При разомкнутой внешней цепи ток по обмотке не проходит, так как ЭДС, индуцированные в двух ее ветвях, направлены встречно и взаимно компенсируются. Полная компенсация, очевидно, происходит при строго симметричном выполнении обмотки и равенстве магнитных потоков полюсов; условие симметрии в случае двухполюсной обмотки сводится к равномерному распределению проводников на внешней поверхности якоря.

Мгновенное значение ЭДС, индуцируемой в каждом активном проводнике (рис. 10.11, а):

$$e = B_x v_a l_a, \quad (10.1)$$

где B_x — индукция в рассматриваемой точке воздушного зазора; v_a — окружная скорость якоря; l_a — длина проводника в магнитном поле.

Следовательно,

$$E = \sum_1^{N/(2a)} e = v_a l_a \sum_1^{N/(2a)} B_x, \quad (10.2)$$

где N — общее число активных проводников обмотки якоря; $N/(2a)$ — число активных проводников, входящих в одну параллельную ветвь.

При достаточно большом числе коллекторных пластин можно пренебречь пульсацией ЭДС и считать, что

$$\sum_1^{N/(2a)} B_x \approx [N/(2a)] B_{cp}, \quad (10.3)$$

где B_{cp} — среднее значение индукции в пределах полюсного деления $\tau = \pi D_a / (2p)$.

Учитывая, что $B_{cp} l_a \tau = \Phi$ и $v_a = \pi D_a n / 60 = 2\pi p n / 60$, получаем

$$E = [pN / (60a)] n \Phi = c_e n \Phi, \quad (10.4)$$

где $c_e = pN / (60a)$ — коэффициент, определяемый конструктивными параметрами машины и не зависящий от режима ее работы.

По формуле (10.4) определяют среднее значение ЭДС. Мгновенное ее значение находится (пульсирует) между значениями $E_{\max}$ и $E_{\min}$. При вращении якоря часть витков, замыкаясь накоротко щетками, выключается из параллельных ветвей, и за время поворота якоря на угол, соответствующий одной коллекторной пластине, сумма мгновенных значений ЭДС успевает несколько измениться. Максимальное значение возникающих при этом пульсаций $\Delta E = 0,5(E_{\max} - E_{\min})$ зависит от числа коллекторных пластин K :

K	2	4	8	10	20	40
$\Delta E, \%$	100	17,2	4	2,5	0,62	0,16

Значения ΔE приведены в процентах от теоретического среднего значения ЭДС E . Период пульсаций равен времени поворота якоря на одну коллекторную пластину, вследствие чего их частота в K/p раз больше частоты f_a , с которой изменяется ЭДС, индуцированная в проводниках обмотки якоря.

Напряжение между соседними коллекторными пластинами. Если пренебречь падением напряжения в витках, то напряжение u_k между соседними коллекторными пластинами будет равно сумме ЭДС, индуцируемых во включенных между ними витках обмотки якоря. Например, для обмотки, состоящей из одновитковых секций (рис. 10.11, а), напряжение $u_k = 2e$. Из (10.1) следует, что ЭДС e пропорциональна индукции B_x в соответствующей точке воздушного зазора, поэтому кривая распределения по окружности коллектора напряжений u_k между соседними пластинами подобна кривой распределения индукции $B_x = f(x)$ в воздушном зазоре (рис. 10.11, б).

При холостом ходе машины значение ЭДС E максимальное при установке щеток A и B на геометрической нейтрали. Если смещаются щетки с геометрической нейтрали на некоторый угол α (рис. 10.12), то часть окружности якоря, соответствующая углу α , находится в зоне с индукцией $-B_x$, созданной полюсом противоположной полярности. При этом уменьшается результирующая ЭДС E и напряжение U между щетками A и B , так как в проводниках якоря, расположенных в указанной зоне, индуцируются ЭДС, противоположные по направлению ЭДС, индуцируемые в остальных проводниках. Если принять распределение магнитной индукции в воздушном зазоре синусоидальным, то $E = c_e n \Phi \cos \alpha$.

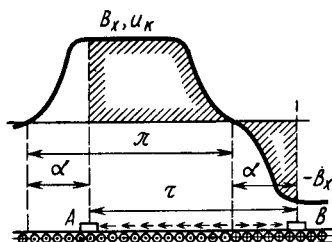


Рис. 10.12. Кривая распределения индукции B_x вдоль окружности якоря при сдвиге щеток с геометрической нейтрали

Электромагнитный момент. На якорь, по обмотке которого проходит ток I_a , действует электромагнитный момент

$$M = 0,5 F_{\text{рез}} D_a, \quad (10.5)$$

где $F_{\text{рез}}$ — результирующая электромагнитная сила, возникающая при взаимодействии тока с магнитным полем.

Сила $F_{\text{рез}}$ представляет собой сумму усилий f_x , приложенных ко всем активным проводникам обмотки якоря. При достаточно большом числе коллекторных пластин силу $F_{\text{рез}}$ можно считать постоянной:

$$F_{\text{рез}} = \sum_1^N f_x = N f_{\text{ср}} = N B_{\text{ср}} l_a i_a = N B_{\text{ср}} l_a I_a / (2a), \quad (10.6)$$

где i_a — ток в одной параллельной ветви (см. рис. 10.11). С учетом значения $B_{\text{ср}}$ электромагнитный момент

$$M = p N \Phi I_a / (2\pi a) = c_m \Phi I_a, \quad (10.7)$$

где $c_m = p N / (2\pi a) = 60 c_e / (2\pi)$ — коэффициент, зависящий от конструктивных параметров машины. При работе машины в двигательном режиме электромагнитный момент является вращающим, а в генераторном режиме — тормозным.

§ 10.4. ОБМОТКИ ЯКОРЯ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В настоящее время в основном применяют якоря барабанного типа, в которых проводники обмотки укладывают в два слоя в пазы, расположенные на наружной поверхности

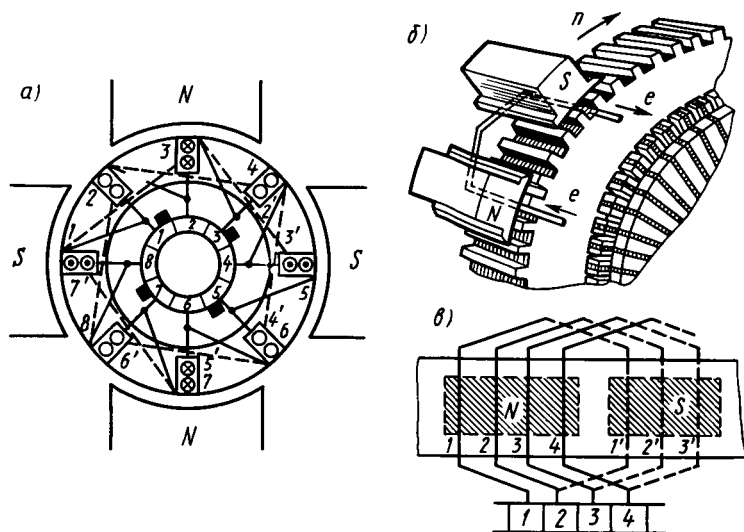


Рис. 10.13. Схемы расположения проводников обмотки на якоре барабанного типа (а, б) и схема двухслойной обмотки (в):

1, 2, ..., 8, 1', 2', ..., 8'—проводники, образующие обмотку

якоря (рис. 10.13, а). Для того чтобы ЭДС, индуцированные в двух сторонах каждого витка, складывались, стороны его следует располагать под полюсами противоположной полярности (рис. 10.13, б). В этом случае в каждом витке индуцируется ЭДС, в 2 раза большая, чем в одном проводнике. Следовательно, как и в обмотках переменного тока, основной шаг обмотки должен быть примерно равен полюсному делению τ .

Типы обмоток. Обмотки барабанного якоря подразделяют на две основные группы: петлевые (параллельные) и волновые (последовательные). В машинах большой мощности применяют также «лягушачью» (параллельно-последовательную) обмотку, в которой сочетаются элементы петлевой и волновой обмоток. Основная часть каждой обмотки—секция, состоящая из одного или нескольких последовательно включенных витков; концы секции присоединяют к двум коллекторным пластинам. Число секций S равно числу коллекторных пластин K . Все секции обмотки обычно имеют одинаковое количество витков.

На схемах обмоток секции для простоты всегда изображают одновитковыми. При двухслойной обмотке стороны секции, расположенные в верхнем слое, изображают сплошными линиями, а в нижнем слое—штриховыми (рис. 10.13, в). Шаг секции y_1 (его называют также основным или первым частичным шагом обмотки) должен быть приблизительно ра-

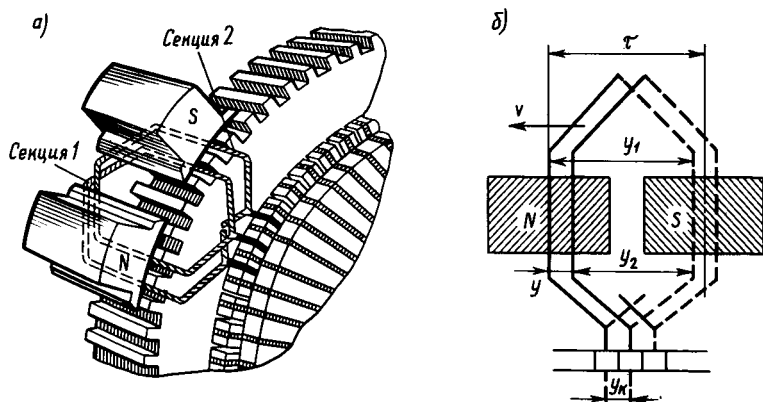


Рис. 10.14. Общий вид петлевой обмотки (а) и схема соединений ее секции (б)

вен полюсному делению τ . При $y_1 = \tau$ шаг называют *диаметральным*; при $y_1 < \tau$ — *укороченным*; при $y_1 > \tau$ — *удлиненным*.

Простая петлевая обмотка. При простой петлевой обмотке секцию присоединяют к соседним коллекторным пластинам (рис. 10.14, а). Для выполнения обмотки необходимо знать ее результирующий шаг y (рис. 10.14, б), первый y_1 и второй y_2 частичные шаги, а также шаг по коллектору y_k . *Результирующим шагом обмотки* называют расстояние между начальными сторонами двух секций, следующих одна за другой по ходу обмотки; *первым частичным шагом* (шаг секции) называют расстояние между двумя сторонами каждой секции; *вторым частичным шагом* — расстояние между конечной стороной одной секции и начальной стороной следующей секции. Указанные расстояния обычно выражают в числе пройденных секций. *Шагом по коллектору* называют расстояние в коллекторных делениях между пластинами, к которым присоединены две стороны каждой секции. Так как $K = S$, то результирующий шаг обмотки y и шаг по коллектору y_k равны. При петлевой обмотке $y = y_1 - y_2$ и $y_k = y$. Обмотку называют *простой*, если $y = y_k = \pm 1$. В этой обмотке каждая последующая секция расположена рядом с предыдущей, а якорная катушка имеет форму петли (рис. 10.15, а), что обусловило название этой обмотки. Обычно при выполнении обмотки принимают $y_k = +1$ (неперекрещенная обмотка), так как в этом случае несколько снижается расход обмоточного провода.

В простой петлевой обмотке секции, расположенные под каждой парой полюсов, образуют две параллельные ветви. В каждую из параллельных ветвей входит $S_p = S/(2p)$ секций, поэтому число параллельных ветвей во всей обмотке

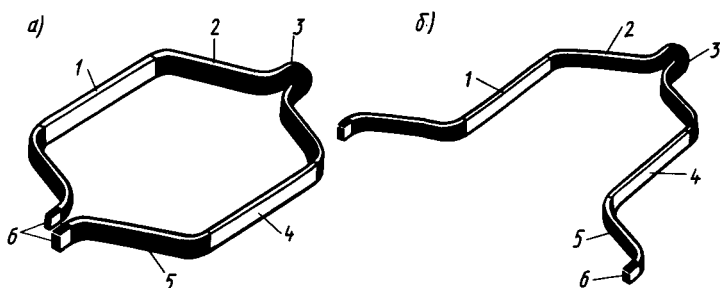


Рис. 10.15. Формы якорных катушек при петлевой (а) и волновой (б) обмотках при одновитковых секциях:

1, 4—пазовые части; 2, 5—лобовые части; 3—задняя головка; 6—концы секций, припаиваемые к коллектору

$$2a = S/S_b = 2p.$$

(10.8)

Условие $2a=2p$ выражает основное свойство простой петлевой обмотки: чем больше число полюсов, тем больше параллельных ветвей имеет обмотка. Следовательно, тем больше щеточных пальцев должно быть в машине. Поэтому простую петлевую обмотку называют *параллельной*.

На рис. 10.16, а показана схема расположения щеток в четырехполюсной машине и образующиеся параллельные ветви. В реальной машине коллекторные пластины 1, 2 смещены относительно соединенных с ними секций на половину полюсного деления, поэтому щетки расположены по осям главных полюсов, а соединенные с ними секции — на геометрической нейтральной OA (рис. 10.16, б).

На рис. 10.17, а для примера изображена схема петлевой обмотки четырехполюсной машины, а на рис. 10.17, б — ее эквивалентная схема, показывающая последовательность со-

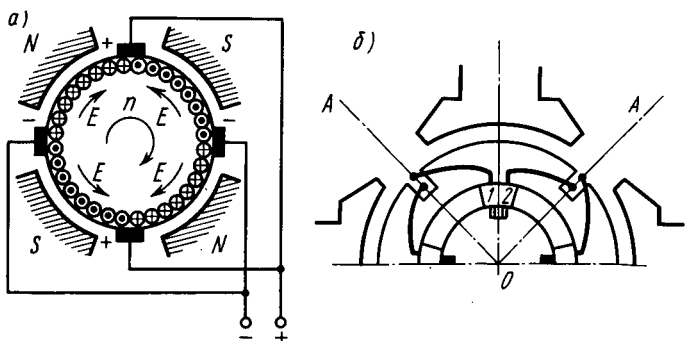


Рис. 10.16. Образование параллельных ветвей в обмотке якоря четырехполюсной машины (а) и расположение условных и реальных полюсов (б)

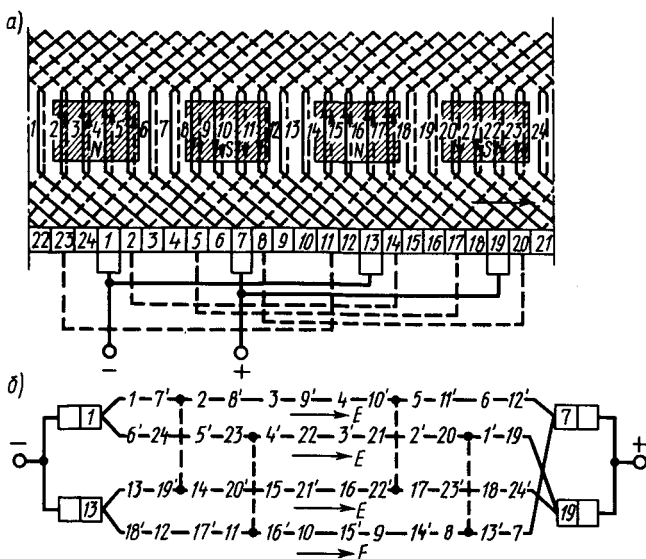


Рис. 10.17. Принципиальная схема петлевой обмотки четырехполюсной машины (а) и ее эквивалентная схема (б) при $S=K=24$, $y_1=6$, $y_2=5$, $y=y_k=1$

единения отдельных секций петлевой обмотки и образующиеся при этом параллельные ветви. Цифрами 1, 2, 3 и т. д. обозначены активные проводники, лежащие в верхнем слое, а цифрами 1', 2', 3' — лежащие в нижнем слое обмотки.

Электродвижущие силы E , индуцированные во всех параллельных ветвях петлевой обмотки, теоретически должны быть равны. Практически из-за технологических допусков в величинах воздушного зазора под разными полюсами, дефектов литья в корпусе и других причин магнитные потоки отдельных полюсов несколько различаются между собой, а поэтому в параллельных ветвях индуцируются неодинаковые ЭДС. Разница между ними составляет 3...5%, однако вследствие небольшого сопротивления обмотки якоря эта ЭДС оказывается достаточной, для того чтобы по параллельным ветвям, даже при холостом ходе, проходили довольно значительные уравнивающие токи, которые загружают щетки и способствуют возникновению искрения на коллекторе. Чтобы уравнивающие токи замыкались помимо щеток, в петлевых обмотках предусматривают *уравнивающие соединения* точек обмотки, имеющих теоретически равные потенциалы. Обычно между собой соединяют коллекторные пластины, к которым подключены равнопотенциальные точки обмотки (см. штриховые линии на рис. 10.17, а). Практически достаточно иметь одно-два

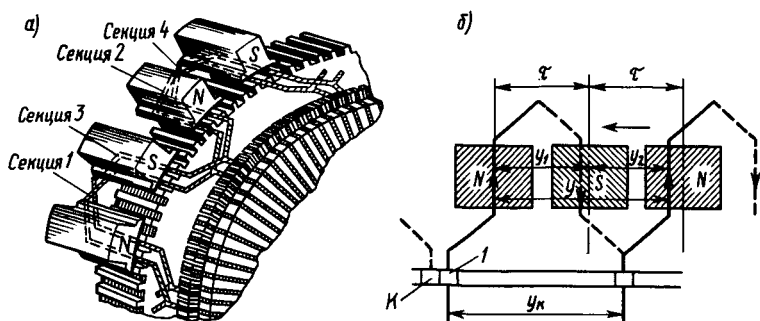


Рис. 10.18. Общий вид волновой обмотки (а) и схема соединения секции (б)

уравнительных соединения на каждую группу секций, лежащих в одном пазу якоря, т. е. снабжать уравнителями $\frac{1}{2}$ или $\frac{1}{3}$ коллекторных пластин. Уравнительные соединения располагают обычно под лобовыми частями обмотки рядом с коллектором. В этом случае они находятся вне магнитного поля главных полюсов и в них ЭДС не индуцируется. Проходящие по уравнительным соединениям токи, идя по параллельным ветвям обмотки якоря, создают МДС, которые уменьшают неравенство магнитных потоков отдельных полюсов.

Простая волновая обмотка. При простой волновой обмотке секции, лежащие под разными полюсами, соединяют последовательно (рис. 10.18, а). При этом после одного обхода окружности якоря, т. е. последовательного соединения p секций, приходят к коллекторной пластине, расположенной рядом с исходной. Результирующий шаг обмотки (рис. 10.18, б) $y = y_1 + y_2$, частичные шаги ($y_1 \approx y_2$) приблизительно равны полюсному делению τ , а шаг по коллектору y_k — двойному полюсному делению. Между шагом по коллектору y_k и количеством коллекторных пластин K существует зависимость $py_k \pm 1 = K$, откуда

$$y_k = (K \pm 1) / p. \quad (10.9)$$

Так как величина y_k должна быть целым числом, то число коллекторных пластин K не может быть произвольным. Предпочтительно брать $y_k = (K - 1) / p$ (неперекрещенная обмотка), так как при этом несколько уменьшается расход обмоточного провода. Якорная катушка в рассматриваемой обмотке имеет форму волны (см. рис. 10.15, б), поэтому обмотку называют *волновой*. В якоре барабанного типа направление ЭДС сохраняется неизменным во всех сторонах секций, расположенных в пределах одного полюсного деле-

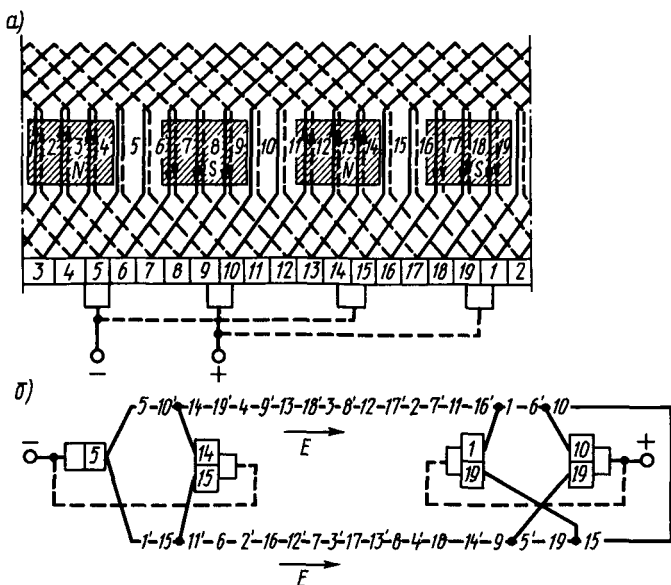


Рис. 10.19. Принципиальная схема волновой обмотки четырех-
полусной машины (а) и ее эквивалентная схема (б) при
 $S=K=19$, $y_1=5$, $y_2=4$, $y=y_k=9$

ния, т. е. в $S/(2p)$ сторонах секций. В простой волновой обмотке при одном обходе окружности якоря соединяют последовательно $2p$ сторон секций, поэтому количество секций в каждой параллельной ветви $S_p = pS/(2p) = S/2$, а число параллельных ветвей обмотки

$$2a = S/S_p = 2. \quad (10.10)$$

Следовательно, число параллельных ветвей при простой волновой обмотке не зависит от числа полюсов и всегда равно двум, поэтому такую обмотку часто называют *последовательной*. Уравнительные соединения при простой волновой обмотке не требуются, так как в каждую параллельную ветвь входят секции, стороны которых расположены под всеми полюсами. В результате неравенство потоков отдельных полюсов не вызывает неравенства ЭДС в параллельных ветвях.

Последовательность соединения отдельных секций волновой обмотки и образующиеся при этом параллельные ветви показаны на рис. 10.19 на примере волновой обмотки четырехполусной машины, имеющей 19 секций. При волновой обмотке в машинах малой мощности устанавливают только два щеточных пальца; в более мощных машинах для уменьшения плотности тока под щетками и улучшения

токосъема обычно ставят полный комплект ($2p$) щеточных пальцев.

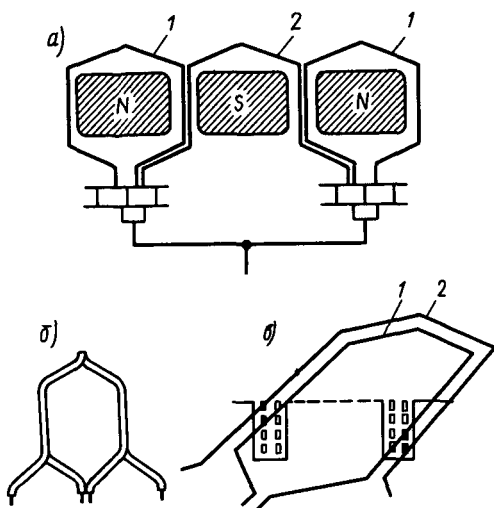
Области применения простых петлевых и волновых обмоток. Двухполюсные машины небольшой мощности выполняют с простой петлевой обмоткой, так как при двух полюсах волновая обмотка превращается в петлевую. По мере увеличения мощности переходят к более компактным четырехполюсным машинам, имеющим меньшую массу, чем двухполюсные. Четырехполюсные машины небольшой и средней мощности часто имеют волновую обмотку, не требующую применения уравнительных соединений. При повышенном напряжении на щетках (до 1000 В и более) такую обмотку применяют в четырехполюсных машинах мощностью до 200 ... 300 кВт.

Если напряжение на коллекторе невелико (110 или 220 В), то уже при мощности в десятки киловатт применяют четырехполюсные машины с петлевой обмоткой для уменьшения тока i_a в параллельной ветви. Его значение даже в весьма мощных машинах не должно превышать 250 ... 300 А, так как при выполнении обмотки из проводников большого сечения возникают значительные технологические трудности при изготовлении якорных катушек и их укладке. При простой петлевой обмотке ток $i_a = I_a / (2a) = I_a / (2p)$, поэтому с увеличением мощности и тока машины для сохранения тока i_a в допустимых пределах увеличивают число полюсов.

Сложные обмотки. При мощности более 1000 кВт становится выгодным применять сложные многоходовые обмотки якоря. В простейшем случае многоходовые обмотки представляют собой m простых петлевых или волновых обмоток, наложенных на общий якорь и смещенных относительно друг друга. В сложной петлевой обмотке число параллельных ветвей $2a = 2pm$, а в сложной волновой — $2a = 2m$, где m — число ходов обмотки. Результирующий шаг обмотки и шаг по коллектору соответственно равны: $y = y_k = \pm m$; $y = u_k = (K \pm m) / p$. Применение многоходовых обмоток позволяет увеличивать число параллельных ветвей при неизменном числе полюсов, увеличение которых в ряде случаев невозможно. Однако эти обмотки требуют сложных уравнительных соединений.

В машинах большой мощности часто используют параллельно-последовательную («лягушачью») обмотку, представляющую собой комбинацию простой петлевой и многоходовой волновой обмоток (рис. 10.20). Обе обмотки уложены в одни и те же пазы и имеют общие коллекторные пластины. Чтобы уравнивать ЭДС параллельных ветвей, образуемых петлевой и волновой обмотками, число параллельных ветвей $2a$ этих обмоток должно быть одинаковым; для этого число ходов m волновой обмотки должно быть

Рис. 10.20. Схема соединения секций «лягушачьей» обмотки (а), форма ее якорной катушки (б) и расположение проводников в пазах (в); 1 — петлевая обмотка; 2 — волновая обмотка



равно p . Секции волновой и петлевой обмоток являются друг для друга уравнивателями, поэтому «лягушачью» обмотку выполняют без специальных уравнивательных соединений.

§ 10.5. МАГНИТНОЕ ПОЛЕ МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Магнитный поток при холостом ходе в машине создается только МДС F_v обмотки возбуждения.

Режим холостого хода. В этом режиме магнитный поток Φ_v при симметричном воздушном зазоре между якорем и сердечником главного полюса распределяется симметрично относительно продольной оси машины (рис. 10.21).

Зависимость магнитного потока возбуждения Φ_v от МДС F_v (рис. 10.22) для машин постоянного тока подобна магнитной характеристике для синхронных машин. Однако при проектировании машин постоянного тока допускают большие индукции на участках магнитной цепи (в зубцах, якоре, станине и полюсах), чем в синхронных машинах, вследствие чего для них коэффициент насыщения $k_{\text{нас}} = F/F_\delta = ab/ac = 1,2 \dots 2$. Расчет магнитной цепи машины постоянного тока производят так же, как и для машин переменного тока (см. § 4.7).

Реакция якоря. При работе машины под нагрузкой по обмотке якоря проходит ток, вследствие чего возникает МДС якоря. Воздействие МДС якоря на магнитное поле машины называют реакцией якоря. Для упрощения анализа явления реакции якоря будем пренебрегать насыщением магнитной цепи машины и считать, что МДС F_v обмотки

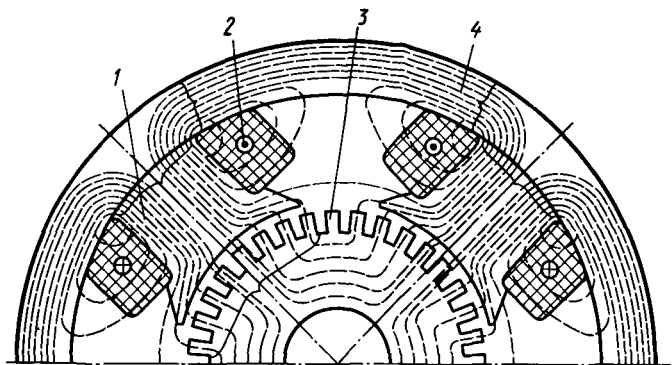


Рис. 10.21. Магнитное поле машины постоянного тока в режиме холостого хода:
1 — полюс; 2 — обмотка возбуждения; 3 — якорь; 4 — корпус (станина)

возбуждения и МДС F_a обмотки якоря расходятся на преодоление магнитными потоками воздушного зазора. В этом случае вместо указанных МДС можно рассматривать соответствующие потоки: возбуждения Φ_v и реакции якоря Φ_a .

При холостом ходе магнитный поток возбуждения направлен по продольной оси машины (рис. 10.23, а). При работе под нагрузкой магнитный поток, созданный МДС якоря в двухполюсной машине при установке щеток на геометрической нейтрали, направлен по поперечной оси машины (см. рис. 10.23, б), поэтому магнитное поле якоря Φ_{aq} и F_{aq} называют *поперечным*. В результате действия реакции якоря симметричное распределение магнитного поля машины относительно оси главных полюсов искажается и *резльтирующее поле оказывается смещенным к одному из краев каждого главного полюса* (рис. 10.23, в). При этом физическая нейтраль $O'—O'$ (линия, соединяющая точки

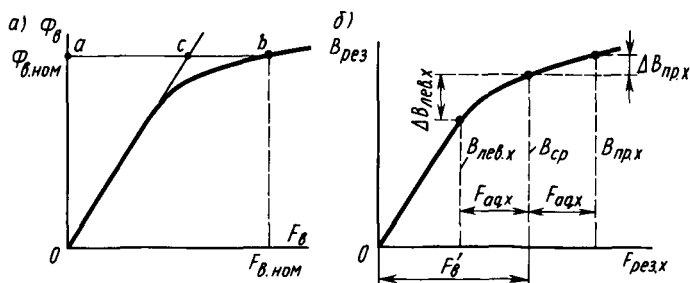


Рис. 10.22. Магнитная характеристика машины постоянного тока (а) и график для определения размагничивающего действия поперечного поля реакции якоря (б)

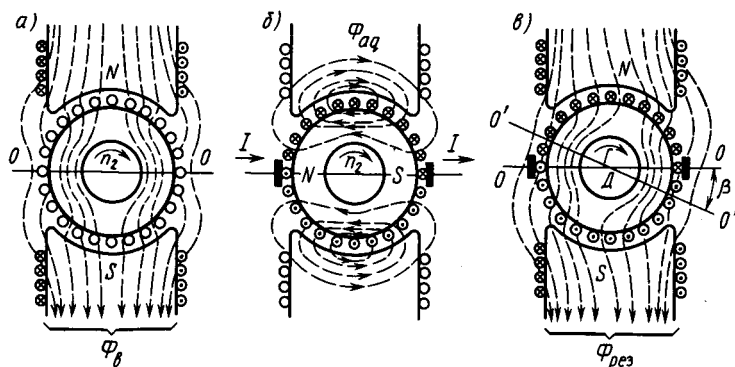


Рис. 10.23. Характер магнитного поля машины постоянного тока, создаваемые обмоткой возбуждения (а), обмоткой якоря (б) и результирующего поля (в)

о окружности якоря, в которых индукция равна нулю) смещается относительно геометрической нейтральной оси $O—O$ на некоторый угол β . В генераторах (обозначение Γ на рис. 10.23, в) физическая нейтраль смещается по направлению вращения якоря; в двигателях (обозначение D) — против направления вращения.

Чтобы построить кривую $B_{рез} = f(x)$ распределения результирующей индукции вдоль окружности якоря, применим метод суперпозиции. Его можно использовать, если пренебречь насыщением магнитной цепи машины и считать, что МДС F_b и F_{aq} расходятся на компенсацию разности магнитных потенциалов в воздушном зазоре. Так как обмотка возбуждения является сосредоточенной, то кривая распределения создаваемой ею МДС $F_b' = f(x)$ имеет форму прямоугольника, где $F_b' = 0,5 F_b$ — МДС, приходящаяся на один воздушный зазор. В этом случае кривая индукции $B_b = f(x)$ имеет форму криволинейной трапеции (рис. 10.24, а).

Для построения кривой МДС $F_{aqx} = f(x)$ и создаваемой ею индукции $B_{aqx} = f(x)$ примем, что обмотка якоря равномерно распределена по его окружности. Тогда на основании закона полного тока МДС якоря, действующая вдоль контура обхода через точки воздушного зазора на расстоянии x от оси главных полюсов,

$$2F_{aqx} = 2xA, \quad (10.11)$$

а МДС, приходящаяся на один зазор,

$$F_{aqx} = \pm xA, \quad (10.12)$$

где $A = i_a N / (\pi D_a)$ — линейная нагрузка якоря (число ампер, приходящихся на 1 см окружности якоря).

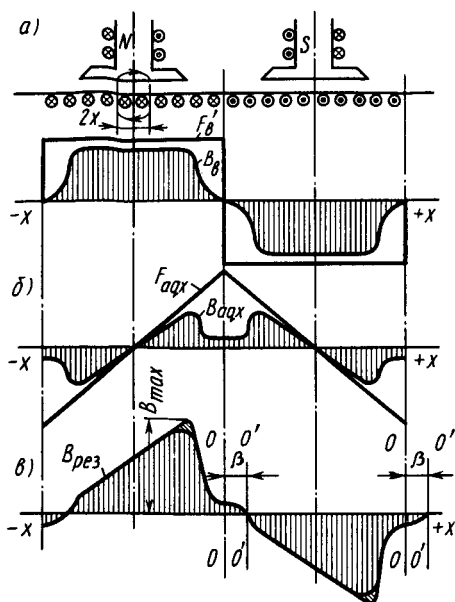


Рис. 10.24. Кривые распределения индукции в воздушном зазоре машины постоянного тока (а—в)

ря. Но в межполюсном пространстве резко возрастает длина магнитной силовой линии, т. е. воздушный зазор δ_x , и поэтому резко уменьшается индукция $B_{agx} = f(x)$. В результате кривая распределения индукции $B_{agx} = f(x)$ приобретает седлообразную форму.

Кривую распределения результирующей индукции $B_{рез} = f(x)$ можно получить алгебраическим сложением ординат кривых $B_v = f(x)$ и $B_{agx} = f(x)$. Эта кривая (рис. 10.24, в) имеет пики индукции B_{max} под краями главных полюсов.

Таким образом, реакция якоря оказывает неблагоприятное влияние на работу машины постоянного тока: а) физическая нейтраль $O'—O'$ (см. рис. 10.23, в) смещается относительно геометрической нейтрали $O—O$ на некоторый угол β ; б) искажается кривая распределения индукции $B_{рез} = f(x)$ в воздушном зазоре и возрастает индукция под одним из краев главных полюсов, что ведет к повышению напряжения в секциях, когда их стороны проходят зоны с увеличенной индукцией. Кроме того, как показано ниже, результирующий магнитный поток машины при насыщенной магнитной цепи уменьшается.

Размагничивающее действие поперечного поля реакции якоря. Если магнитная цепь машины не насыщена, то кривая результирующей индукции в воздушном зазоре под

Следовательно, МДС якоря F_{aqx} изменяется линейно вдоль его окружности (рис. 10.24, б); под серединой главного полюса она равна нулю, а в точках, где установлены щетки, имеет максимальное значение. При ненасыщенной магнитной системе магнитная индукция в воздушном зазоре

$$B_{aqx} = \mu_0 F_{aqx} / \delta_x = \mu_0 (x / \delta_x) A, \quad (10.13)$$

где δ_x — значение воздушного зазора в точке x .

Из (10.12) следует, что под полюсом при $\delta_x = \text{const}$ индукция B_{aqx} изменяется линейно вдоль окружности якоря.

действием реакции якоря искажается (рис. 10.24, в), однако площадь ее остается равной площади кривой индукции при холостом ходе (рис. 10.24, а). Следовательно, результирующий поток $\Phi_{\text{рез}}$ при нагрузке равен потоку $\Phi_{\text{в}}$ при холостом ходе. Однако при насыщенной магнитной цепи реакция якоря уменьшает поток $\Phi_{\text{рез}}$. Чтобы установить влияние МДС F_{aq} на величину потока $\Phi_{\text{рез}}$, рассмотрим зависимость результирующей индукции $B_{\text{рез}}$ в воздушном зазоре от результирующей МДС $F_{\text{рез}x} = F'_{\text{в}} \pm F_{aqx}$, действующей в некоторой точке x зазора (см. рис. 10.22, б).

Примем, что в машине насыщены только зубцы якоря. Тогда МДС $F'_{\text{в}}$ расходуется на преодоление магнитного сопротивления одного воздушного зазора и одного зубцового слоя. В точках, лежащих под серединой полюсов, эта МДС создает индукцию $B_{\text{ср}} = B_{\text{в}}$, так как в этих точках $F_{aqx} = 0$. По мере приближения к одному из краев полюса N , например к правому, индукция $B_{\text{рез}}$ возрастает до величины $B_{\text{пр}x}$, так как здесь действует МДС $F'_{\text{в}} + F_{aqx}$; при приближении к другому краю того же полюса (в данном случае к левому) индукция уменьшается до $B_{\text{лев}x}$, так как здесь действует МДС $F'_{\text{в}} - F_{aqx}$. Однако из-за нелинейного характера зависимости $B_{\text{рез}} = f(x)$ прирост индукции $B_{\text{пр}x}$ у правого края полюса меньше, чем снижение индукции $B_{\text{лев}x}$ у левого края, вследствие чего результирующий поток машины уменьшается (см. косую штриховку в кривой индукции на рис. 10.24, в). Снижение магнитного потока под действием МДС якоря обычно невелико и составляет всего 1...3%, однако оно существенно влияет на характеристики генераторов постоянного тока и приводит к уменьшению ЭДС E машины при нагрузке по сравнению с ЭДС E_0 при холостом ходе.

Если машина работает при небольших токах возбуждения, т. е. на прямолинейной части (машина не насыщена), то реакция якоря размагничивающего действия не оказывает. Аналогичный эффект получается и при значительном насыщении, когда машина снова работает на прямолинейном участке магнитной характеристики.

Реакция якоря при сдвиге щеток с геометрической нейтрали. В этом случае окружность якоря с обмоткой можно разделить на четыре зоны (рис. 10.25). Две из них охватывают стороны секций в пределах угла 2α и образуют продольную МДС $F_{ad} = (2\alpha/\pi)A$, а две другие охватывают стороны секций в пределах угла $(\pi - 2\alpha)$ и образуют поперечную МДС $F_{aq} = (\pi - 2\alpha)A/\pi$.

Продольная МДС F_{ad} создает продольный поток Φ_{ad} , который может сильно увеличивать или уменьшать результирующий магнитный поток машины $\Phi_{\text{рез}}$ в зависимости от того, совпадает МДС F_{ad} с $F_{\text{в}}$ или направлена против нее.

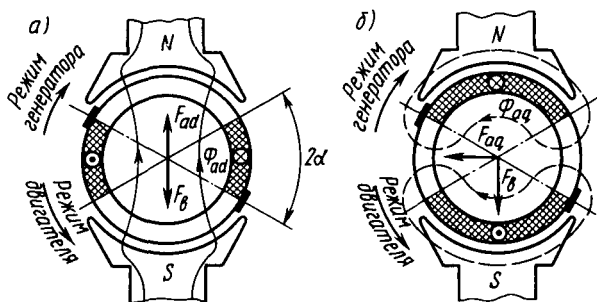


Рис. 10.25. Схемы возникновения продольной (а) и поперечной (б) МДС якоря при сдвиге щеток с геометрической нейтрали

Направление определяется тем, в какую сторону сдвинуты щетки. Если щетки сдвинуты по направлению вращения генератора или против направления вращения электродвигателя, то продольная МДС F_{ad} размагничивает машину. При сдвиге щеток в обратном направлении МДС F_{ad} подмагничивает машину. Свойство продольной МДС F_{ad} изменять результирующий магнитный поток $\Phi_{рез}$ используется в некоторых специальных машинах, например в электромашинных усилителях с поперечным полем. Поперечная МДС F_{aq} создает магнитный поток Φ_{aq} ; она действует на поток $\Phi_{рез}$ так же, как и при расположении щеток на геометрической нейтрали.

§ 10.6. ВОЗНИКНОВЕНИЕ КРУГОВОГО ОГНЯ НА КОЛЛЕКТОРЕ

При эксплуатации машины постоянного тока на коллекторе иногда возникает электрическая дуга или множество мелких электрических разрядов. Это явление называют *круговым огнем*.

Причины возникновения кругового огня. Причиной возникновения кругового огня является чрезмерно высокое напряжение между смежными пластинами. В эксплуатации изоляционные промежутки между смежными коллекторными пластинами перекрываются угольной пылью и осколками щеток, которые могут замыкать между собой пластины, образуя «мостики».

В машинах малой мощности, у которых секции обмотки якоря имеют довольно большое активное сопротивление и индуктивность, мостики сгорают при небольшом токе, и явление кругового огня протекает сравнительно безвредно. В этом случае на коллекторе наблюдается небольшое искрение, которое иногда называют *потенциальным искре-*

нием, так как оно обусловлено повышенной разностью потенциалов между пластинами коллектора. При большем токе происходит оплавление смежных пластин, при этом образуются кратеры диаметром 2...3 мм и на коллекторе наблюдаются так называемые вспышки. Это явление более опасно, так как оплавленные края коллекторных пластин вызывают быстрый износ щеток, а иногда их полное разрушение.

В машинах большой мощности, а также в машинах средней и малой мощности с высокими значениями напряжения между коллекторными пластинами круговой огонь представляет собой мощную электрическую дугу на коллекторе. Эта дуга перекрывает значительную часть коллектора или даже замыкает накоротко щеткодержатели разной полярности (перекрывает коллектора). Возникновение мощной дуги на коллекторе сопровождается сильным световым и звуковым эффектом (в крупных машинах это похоже на взрыв бомбы). Большой ток якоря, возникающий при перекрытии коллектора, вызывает срабатывание защиты и повреждает поверхность коллектора, изоляторы щеткодержателей и т. п., т. е. выводит машину из строя.

Очень часто круговой огонь возникает внезапно, что сильно затрудняет изучение его природы. Довольно длительное время была распространена гипотеза, согласно которой первоначальной причиной возникновения кругового огня является вытягивание дуги из-под щетки. Но она не подтвердилась практикой и экспериментами, при которых возникновение кругового огня наблюдалось в генераторах, работающих в режиме холостого хода, без щеток, т. е. в условиях, когда не может быть искрения под щетками. С помощью скоростной киносъемки было установлено, что в машинах большой мощности круговой огонь развивается из *единичной вспышки* между смежными коллекторными пластинами, возникающей в результате замыкания изоляции между пластинами, вызванного угольной пылью, осколками щеток или медными заусенцами.

Превращение единичной вспышки в круговой огонь происходит в несколько этапов (рис. 10.26). Сначала из-за наличия мостика между смежными пластинами

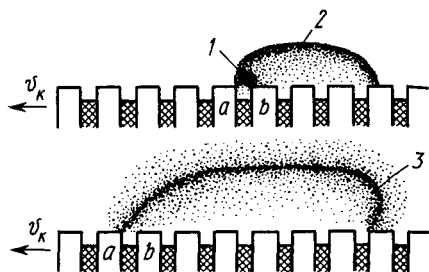


Рис. 10.26. Схема возникновения кругового огня на коллекторе:

1 — первичная дуга при замыкании смежных коллекторных пластин; 2 — газы и пары меди; 3 — мощная дуга

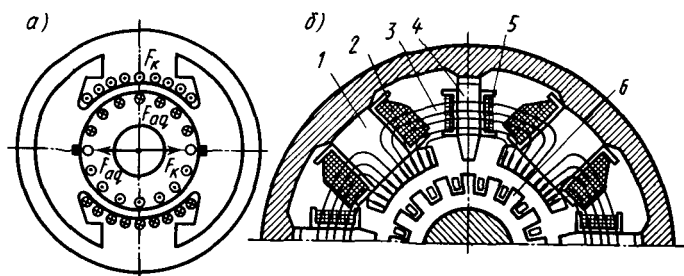


Рис. 10.27. Принципиальная схема (а) и схема расположения в машине (б) компенсационной обмотки:

1—главный полюс; 2—обмотка возбуждения; 3—компенсационная обмотка; 4—добавочный полюс; 5—обмотка добавочного полюса; 6—якорь

а и б возникает первичная короткая дуга. Ток в дуге быстро увеличивается и пространство над коллектором ионизируется, т. е. заполняется раскаленными светящимися парами меди. По мере перемещения короткой дуги вместе с коллектором все большее пространство становится ионизированным. В результате дуга перекрывает несколько пластин, что ведет к еще большему возрастанию тока. Дальнейшее развитие процесса носит случайный характер, но всегда сопровождается повреждением коллектора и других деталей машины.

Способы предотвращения кругового огня. Для уменьшения вероятности возникновения кругового огня необходимо снижать максимальное напряжение между смежными коллекторными пластинами.

Для уменьшения максимального напряжения между смежными коллекторными пластинами в крупных машинах используют обмотки якоря с одновитковыми секциями ($w_c = 1$), снижают среднее напряжение между коллекторными пластинами до 15...18 В (при этом соответственно ограничивают активную длину якоря) и принимают меры для уменьшения искажающего действия реакции якоря, т. е. для уменьшения индукции $B_{\max}$. Наиболее просто можно уменьшить $B_{\max}$, увеличив воздушный зазор, поэтому машины постоянного тока обычно выполняют со сравнительно большим воздушным зазором, чем синхронные и асинхронные. Однако увеличение воздушного зазора требует соответствующего повышения МДС обмотки возбуждения (для создания необходимого магнитного потока), что приводит к увеличению размеров статора и всей машины.

Более выгодно применить воздушный зазор, минимальный под серединой полюса и расширяющийся к краям, где возрастает МДС якоря. При этом магнитное сопротив-

ление для потока главных полюсов увеличивается в меньшей степени, чем для потока, создаваемого поперечной реакцией якоря. Следовательно, расширяющийся зазор требует меньшего повышения МДС обмотки возбуждения, чем равномерный.

Еще более кардинальной мерой является применение компенсационной обмотки (рис. 10.27), которую располагают в пазах главных полюсов и соединяют последовательно с обмоткой якоря. Компенсационную обмотку включают таким образом, чтобы образуемая ею МДС E_k была направлена встречно МДС якоря F_{aq} и компенсировала ее действие. При $F_k = F_{aq}$ МДС якоря практически не искажает магнитное поле в воздушном зазоре. Компенсационная обмотка существенно усложняет конструкцию машины, поэтому ее применяют только в машинах средней и большой мощности, работающих в тяжелых условиях (частые пуски, толчки тока нагрузки, перегрузки по току и т. п.). Компенсационную обмотку применяют также в тех случаях, когда машина проектируется при жестких габаритных ограничениях, так как эта обмотка позволяет уменьшить воздушный зазор, а следовательно, и размеры обмотки возбуждения.

§ 10.7. КОММУТАЦИЯ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Процесс изменения тока в секциях обмотки якоря при переходе их из одной параллельной ветви в другую называют *коммутацией*. В более широком смысле под коммутацией понимают все явления и процессы, возникающие под щетками при работе коллекторных электрических машин. Если щетки искрят, то это значит, что машина имеет плохую коммутацию; если искрение отсутствует, то коммутацию называют хорошей. Качество коммутации (интенсивность искрения) в значительной степени определяет работоспособность машины и ее надежность в эксплуатации.

Причины искрения щеток. Искрение может вызываться большим количеством причин, которые обычно разбивают на две группы — механические и электромагнитные.

Механические причины следующие: биение коллектора, его эллиптичность, шероховатость рабочей поверхности коллектора, наличие выступающих коллекторных пластин и изоляционных прокладок, вибрация щеткодержателей и т. п. Эти причины приводят к вибрации щеток, в связи с чем возможен кратковременный разрыв контакта между щеткой и коллекторными пластинами и возникновение кратковременной электрической дуги. Особенно трудно обеспечить устойчивую работу щеток при больших окружных

скоростях коллектора — примерно 50 м/с и выше, что связано с особыми свойствами щеточного контакта.

Электромагнитные причины приводят к тому, что даже в случае идеального состояния щеточного контакта при выходе коллекторной пластины из-под щетки происходит разрыв электрической цепи, по которой проходит ток, и возникает короткая электрическая дуга, повреждающая сбегавшие части щетки и коллекторных пластин. Искрение, вызванное электромагнитными причинами, повреждает поверхность коллектора и приводит к вибрации щеток, т. е. способствует возникновению искрения по механическим причинам. Неустойчивость щеточного контакта, обусловленная механическими причинами, существенно влияет на электромагнитные процессы, происходящие в коммутируемых секциях. Поэтому, как правило, искрение щеток на коллекторе — это результат совместного действия многих причин.

Затраты на ремонт и эксплуатацию коллекторных машин (замену щеток, проточку коллекторов, устранение последствий кругового огня и т. п.) очень велики, и в некоторых машинах за один год составляют около $\frac{1}{3}$ стоимости машины. Поэтому мероприятия, проводимые по уменьшению интенсивности искрения щеток, могут дать существенный технико-экономический эффект.

Качество коммутации оценивается степенью искрения (классом коммутации) под сбегавшим краем щетки, из-под которого выходят пластины коллектора при его вращении. Степени искрения и их характеристики, согласно ГОСТу, приведены в табл. 10.1

Как видно из табл. 10.1, при длительной работе машины допускается слабое искрение под щетками. Однако требования ГОСТа проверяются только при контроле качества коммутации электрических машин, выпускаемых с завода. В эксплуатации может наблюдаться искрение значительно большей интенсивности, поскольку машина работает в форсированных режимах (при перегрузках или повышенной частоте вращения). Повышенное искрение щеток могут вызывать и другие особенности эксплуатации: вибрация и удары машины, работа на высоте более 1000 м над уровнем моря, работа в запыленных помещениях или в агрессивной среде и т. п. Поэтому технические требования, предъявляемые к разработке машин постоянного тока, должны учитывать условия их будущей эксплуатации.

Основное уравнение коммутации. При вращении якоря секции его обмотки переходят из одной параллельной ветви в другую, вследствие чего направление тока в них изменяется (рис. 10.28). Большую часть времени ток секции равен току параллельной ветви $i_a = I_a / (2a)$. Изменение направления тока в секции происходит за время T_x , в течение которого

Степень искрения	Характеристика степени искрения	Состояние коллектора и щеток
1	2	3
1	Отсутствие искрения (темная коммутация)	—
1 ^{1/4}	Слабое точечное искрение под небольшой частью щетки	Отсутствие почернения на коллекторе и нагара на щетках
1 ^{1/2}	Слабое искрение под большей частью щетки	Появление следов почернения на коллекторе, легко устранимых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
2	Искрение под всем краем щетки. Допускается только при кратковременных толчках нагрузки и перегрузках	Появление следов почернения на коллекторе, не устранимых протиранием поверхности коллектора бензином, а также следов нагара на щетках
3	Значительное искрение под всем краем щетки с наличием крупных вылетающих искр. Допускается только для моментов прямого (без реостатных ступеней) включения или реверсирования машин, если при этом коллектор и щетки остаются в состоянии, пригодном для дальнейшей работы	Значительное почернение на коллекторе, не устранимое протиранием коллектора бензином, а также подгар и разрушение щеток

соединенные с секцией коллекторные пластины соприкасаются со щеткой. Это время, в течение которого секция оказывается замкнутой накоротко щеткой, называют *периодом коммутации*, а секции, в которых изменяется ток, — *коммутируемыми*. Период коммутации

$$T_k = b_{\text{щ}} / v_k, \quad (10.14)$$

где $b_{\text{щ}}$ — ширина щетки; v_k — окружная скорость коллектора.

В современных машинах $T_k = 0,001 \dots 0,0001$ с, вследствие чего средняя скорость изменения тока в секции $(di/dt)_{\text{ср}} = 2i_a / T_k$ очень велика. Следовательно, в секции может индуцироваться большая ЭДС само- и взаимоиндукции, называемая *реактивной ЭДС*:

$$e_p = -L_{\text{pez}} di/dt, \quad (10.15)$$

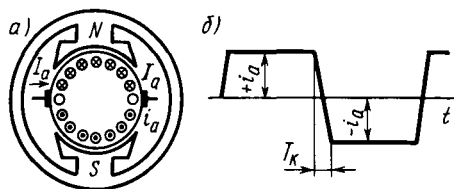


Рис. 10.28. Схема распределения тока в параллельных ветвях обмотки якоря (а) и график изменения тока в секции (б)

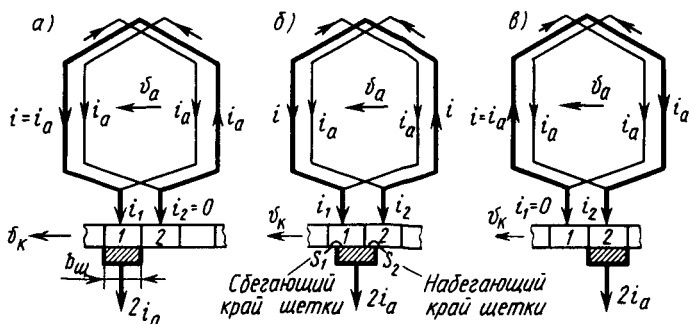


Рис. 10.29. Схемы распределения тока в коммутируемой секции в различные моменты времени

где $L_{\text{рез}}$ — результирующая индуктивность секции, определяющая значение реактивной ЭДС. Название «реактивная» обусловлено тем, что, согласно правилу Ленца, эта ЭДС препятствует изменению тока — замедляет его. Кроме реактивной ЭДС в коммутируемой секции индуцируется также ЭДС вращения e_k , создаваемая внешним магнитным полем и называемая *коммутирующей*:

$$e_k = 2 B_k l_a v_a w_c, \quad (10.16)$$

где B_k — индукция в воздушном зазоре в зонах, где перемещаются коммутируемые секции.

Индукция B_k может создаваться магнитодвижущими силами главных полюсов, реакции якоря и добавочных полюсов, которые устанавливают в машинах постоянного тока для улучшения процесса коммутации.

Установим закон изменения тока в секции в период коммутации, полагая для простоты, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины. Рассмотрим три основных этапа коммутации. В первый момент времени (рис. 10.29, а) ток i в коммутируемой секции, присоединенной к пластинам 1 и 2, равен i_a и направлен от пластины 2 к пластине 1. Ток щетки $2i_a$ проходит через пластину 1, т. е. $i_1 = 2i_a$ и $i_2 = 0$. В промежуточном положении (рис. 10.29, б) одна часть тока щетки $2i_a$ проходит через пластину 1, а другая часть — через пластину 2, причем $i_1 + i_2 = 2i_a$. К концу периода коммутации (рис. 10.29, в) пластина 1 выходит из-под щетки, и ток, проходящий через нее, становится равным нулю. При этом ток щетки $2i_a$ проходит через пластину 2, т. е. $i_2 = 2i_a$ и $i_1 = 0$, а ток i в коммутируемой секции изменяет свое направление по сравнению с током в начальный момент коммутации.

Для контура коммутируемой секции, замкнутой щеткой (см. рис. 10.28, б), можно составить уравнение

$$e_p + e_k = i_1 R_1 + i R_c - i_2 R_2, \quad (10.17)$$

где i_1 и i_2 — мгновенные значения токов, проходящих через пластины 1 и 2; i — ток в коммутируемой секции; R_1 и R_2 — сопротивления переходного контакта между щеткой и коллекторными пластинами: сбегающей 1 и набегающей 2; R_c — сопротивление секции.

Поскольку сопротивление секции всегда значительно меньше сопротивлений щеточного контакта, влияние сопротивления на процесс коммутации весьма незначительно и им можно пренебречь. Тогда вместо (10.17) получим

$$e_p + e_k = i_1 R_1 - i_2 R_2. \quad (10.18)$$

Это уравнение называют *основным уравнением коммутации*. Оно является нелинейным дифференциальным уравнением с переменными коэффициентами, так как ЭДС e_p пропорциональна di/dt , ЭДС e_k является функцией индукции B_k ; сопротивления R_1 и R_2 являются функциями времени, а также плотности тока в щеточном контакте и скорости ее изменения, т. е. зависят от тока i и его производной по времени. Аналитическое решение (10.18) можно получить при различных упрощающих предположениях.

Коммутация при ширине щетки, равной ширине коллекторной пластины. В первом приближении можно пренебречь различием в падениях напряжения под набегающим и сбегающим краями щеток и положить $i_1 R_1 - i_2 R_2 = 0$, так как при удовлетворительной коммутации указанная разность не превышает 0,5 В, в то время как обычно $e_k > 3...4$ В, а в отдельных случаях достигает 8...10 В. При таком допущении основное уравнение коммутации принимает вид

$$e_p + e_k = 0. \quad (10.19)$$

Подставляя в него значение реактивной ЭДС $e_p = -L_{\text{рез}} di/dt$ и решая его относительно i , получаем

$$i = \frac{1}{L_{\text{рез}}} \int_0^t e_k dt + C. \quad (10.20)$$

Следовательно, значение, величина и характер изменения тока i в коммутируемой секции в основном определяются коммутирующей ЭДС.

Условием безыскровой коммутации является выход сбегающей коллекторной пластины из-под щетки без разрыва тока, для чего необходимо, чтобы $i_{t=T_k} = 0$ или $i_{t=T_k} = -i_a$. Согласно теореме о среднем из (10.20) имеем

$$i_{t=T_k} = (e_{k.\text{cp}}/L_{\text{рез}}) T_k + C. \quad (10.20a)$$

Постоянную интегрирования C найдем из начальных условий. Так как в начальный момент коммутации при

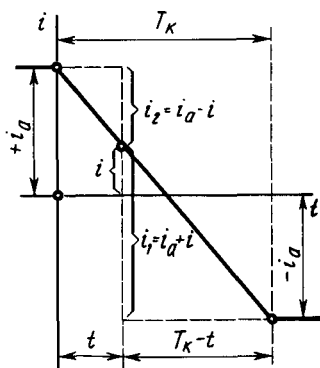


Рис. 10.30. График изменения тока в коммутационной секции при идеальной прямолинейной коммутации

$t=0$ ток $i_{t=0}=i_a$, то, согласно (10.20), получим $C=i_a$. Положив $i_{t=T_k}=-i_a$, найдем условие безыскровой коммутации:

$$i_{t=T_k}=-i_a=i_a+(e_{к.ср}/L_{рз})T_k, \quad (10.21)$$

откуда

$$e_{к.ср}=-(2i_a/T_k)L_{рз}=-e_{р.ср}. \quad (10.22)$$

Таким образом, чтобы осуществить безыскровую коммутацию, необходимо в процессе коммутации скомпенсировать среднее значение реактивной ЭДС. Если внешнее поле сделать постоянным, т. е. $e_k=e_{к.ср}$, то из (10.20) запишем

$$i=i_a+(e_{к.ср}/L_{рз})t=i_a-(2i_a/T_k)t=i_a(1-2t/T_k) \quad (10.23)$$

и имеется так называемая *идеальная прямолинейная коммутация*.

При идеальной прямолинейной коммутации (рис. 10.30) ток, проходящий через сбегающий край щетки, линейно уменьшается и в момент времени $t=T_k$ становится равным нулю, т. е. выход коллекторной пластины из-под щетки происходит без разрыва тока.

Кроме того, при такой коммутации ток равномерно распределяется по контактной поверхности щетки, а следовательно, плотность тока под щетками в ее набегающей и сбегающей частях остается в процессе коммутации неизменной и равной по величине.

Непосредственно плотность тока мало влияет на интенсивность искрения, однако равномерное распределение тока под щеткой способствует уменьшению потерь в щеточном контакте и поэтому считается положительным фактором.

В действительности при работе машины всегда имеются причины, вызывающие неполную компенсацию реактивной ЭДС, т. е. отклонение от условия $e_{р.ср}+e_{к.ср}=0$. К этим причинам относятся: технологические допуски при изготовлении коллектора, установке щеткодержателей, установке добавочных полюсов и т. п.; резкие толчки тока нагрузки, перегрузки по току, превышения номинальной частоты вращения, вибрация машины и другие эксплуатационные причины: нестабильность щеточного контакта, из-за которой постоянно изменяется площадь контакта щетки с коллектором, т. е. период коммутации T_k , или даже происходит полный отрыв щетки от коллектора.

Если $|e_{к.ср}| < |e_{р.ср}|$, то коммутация замедляется, так как, согласно правилу Ленца, ЭДС e_p замедляет изменение

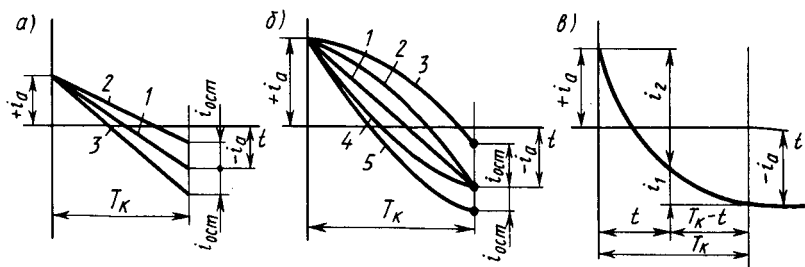


Рис. 10.31. Кривые изменения тока в коммутируемой секции в течение периода коммутации T_x при пренебрежении сопротивлением щеточного контакта (а) и его учете (б, в)

тока i . Обозначив степень некомпенсации ЭДС через $\Delta = (|e_{p.c.p}| - |e_{k.c.p}|) / |e_{p.c.p}|$, получим

$$|e_{k.c.p}| = |e_{p.c.p}|(1 - \Delta). \quad (10.24)$$

При этом, согласно (10.23), закон изменения тока в коммутируемой секции

$$i = i_a - \frac{e_{p.c.p}(1 - \Delta)}{L_{pez}} t = i_a - \frac{2i_a(1 - \Delta)}{T_k} t = i_a \left[1 - \frac{2(1 - \Delta)}{T_k} t \right]. \quad (10.25)$$

При замедленной коммутации (рис. 10.31, а, прямая 2) в момент окончания коммутации при $t = T_k$ щетка разрывает некоторый остаточный ток $i_{ост}$, вследствие чего между сбегающим краем щетки и сбегающей коллекторной пластиной возникает электрическая дуга. Остаточный ток $i_{ост} = i_{1t=T_k} = i_a + i$ или, с учетом (10.25), $i_{ост} = 2i_a \Delta$.

Электромагнитная энергия $W_{и}$, выделяющаяся в дуге, возникающей при разрыве остаточного тока, характеризует интенсивность искрения. Для рассматриваемого простейшего случая

$$W_{и} = 0,5 i_{ост}^2 L_{pez} = 2 \Delta^2 i_a^2 L_{pez}. \quad (10.26)$$

При ускоренной коммутации (рис. 10.31, а, прямая 3), когда $|e_{k.c.p}| > |e_{p.c.p}|$, ток в коммутируемой секции изменяется по закону

$$i = i_a \left[1 - \frac{2(1 + \Delta)}{T_k} t \right], \quad (10.27)$$

т. е. быстрее, чем это требуется для безыскровой работы щеток. Сбегающий край щетки и при ускоренной коммутации разрывает остаточный ток $i_{ост}$, а следовательно, и в этом случае наблюдается искрение под щетками. Только при идеальной коммутации (рис. 10.31, а, прямая 1) щетка не разрывает остаточного тока.

При построении кривых изменения тока на рис. 10.31, а не учтено падение напряжения в щеточном контакте.

В действительности при быстром увеличении плотности тока под сбегающим краем щетки падение напряжения в щеточном контакте резко возрастает, что ведет к уменьшению остаточного тока или полному его устранению, даже в том случае, когда коммутация отличается от идеальной. Типичные кривые изменения тока в коммутируемой секции с учетом влияния сопротивления щеточного контакта приведены на рис. 10.31, б. При незначительном расстройстве коммутации замедление коммутации (кривая 2) или ее ускорение (кривая 3) не приводят к разрыву сбегающим краем щетки остаточного тока. Только значительное замедление (кривая 4) или значительное ускорение (кривая 5) коммутации приводит к возникновению опасного искрения.

При замедленной коммутации уменьшение остаточного тока происходит под действием разности падений напряжения $u_1 = i_1 R_1$; $u_2 = i_2 R_2$ (см. рис. 10.29) под сбегающим и набегающим краями щетки:

$$e_p + e_k = u_1 - u_2. \quad (10.28)$$

При ускоренной коммутации на завершающем этапе, когда ток изменяет свое направление, в уравнение (10.29) входит сумма падений напряжения:

$$e_p + e_k = u_1 + u_2. \quad (10.29)$$

При этом к концу процесса коммутации резко уменьшается ток i_1 , т. е. коммутируемая секция заканчивает коммутацию с так называемой *ступенью малого тока* (рис. 10.31, в). Следовательно, при ускоренной коммутации допустима большая разница между e_p и e_k , чем при замедленной коммутации. Поскольку в эксплуатации появление погрешности коммутации как в одну, так и в другую сторону (т. е. ускоренная и замедленная коммутация) равновероятно, *при расчете и наладке машины предпочитают иметь слегка ускоренную коммутацию*. Для усиления благоприятного влияния падения напряжений $u_1 + u_2$ на процесс коммутации в машинах постоянного тока с затрудненной коммутацией применяют щетки с большим переходным сопротивлением, несмотря на то, что это увеличивает потери мощности в щеточном контакте.

Закономерности коммутации, рассмотренные на простейшем примере, в основном сохраняются и для более сложных случаев, когда щетка перекрывает несколько коллекторных пластин и в пазу находится несколько секций.

Способы улучшения коммутации. Основное средство улучшения коммутации в современных машинах — применение добавочных полюсов, с помощью которых в коммутационной зоне создается магнитное поле, индуцирующее комму-

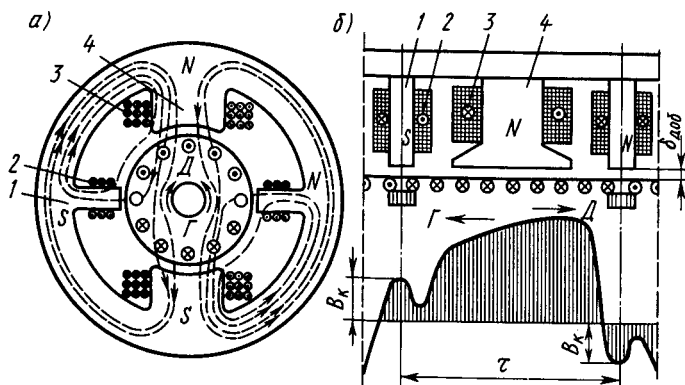


Рис. 10.32. Схема расположения главных и добавочных полюсов (а) и кривая магнитного поля в машине (б) с добавочными полюсами: 1—добавочные полюсы; 2—обмотка добавочных полюсов; 3—обмотка возбуждения; 4—главные полюсы

тирующую ЭДС $e_{к.ср}$ требуемой величины. Только в машинах малой мощности (менее 300 Вт) удастся обойтись без добавочных полюсов.

Добавочные полюсы устанавливают между главными полюсами (рис. 10.32, а). Они создают в зоне коммутации магнитное поле с такой индукцией B_k , чтобы при вращении якоря в коммутируемых секциях индуцировалась ЭДС $e_{к.ср} = -e_{р.ср}$. Обмотку добавочных полюсов включают последовательно в цепь якоря, а магнитную систему выполняют ненасыщенной. Поэтому коммутирующая ЭДС $e_{к.ср}$ оказывается пропорциональной току якоря и его линейной скорости v_a , которая, в свою очередь, пропорциональна частоте вращения:

$$e_{к.ср} = 2B_k I_a v_a w_c = c_1 I_a v_a. \quad (8.30)$$

Следовательно, ЭДС $e_{к.ср}$ изменяется по тому же закону, что и реактивная ЭДС:

$$e_{р.ср} = (2i_a / T_k) L_{рез} = c_2 I_a v_a. \quad (8.31)$$

Поэтому, если осуществить взаимную компенсацию ЭДС $e_{р.ср} + e_{к.ср} = 0$ для какого-то одного режима работы, то их компенсация автоматически обеспечивается и при других режимах. Полярность добавочных полюсов зависит от направления вращения и режима работы машины. В генераторном режиме полярность добавочного полюса должна быть такой же, как у следующего за ним по направлению вращения главного полюса; в двигательном режиме — как у предшествующего ему по направлению вращения главного полюса. На рис. 10.30, б показано результирующее магнитное поле в воздушном зазоре машины с добавочными полюсами.

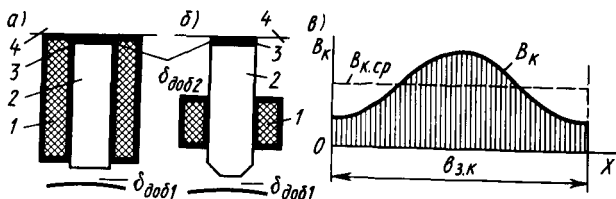


Рис. 10.33. Размещение катушек на добавочных полюсах (а, б) и распределение индукции B_k в зоне коммутации (в): 1—обмотка добавочных полюсов; 2—добавочный полюс; 3—диамагнитная прокладка; 4—корпус (станина)

Сердечники добавочных полюсов изготовляют обычно массивными из стальной поковки, хотя иногда применяют и шихтованные из листов электротехнической стали. Шихтованные сердечники используют в случаях, когда ток якоря содержит переменные составляющие (двигатели пульсирующего тока и т. п.) и требуется, чтобы ЭДС e_k тоже содержала переменные составляющие, пропорциональные току якоря.

Значение индукции B_k под добавочным полюсом обычно мало, так как мало и среднее значение коммутирующей ЭДС $e_{k,sp} = 3 \dots 10$ В. Однако МДС обмотки добавочных полюсов должна быть очень большой, так как она направлена против поперечной составляющей $F_{aq} = \tau A$ МДС реакции якоря. Поэтому обмотка каждого полюса должна иметь МДС

$$F_{доб} = B_k k_{доб} \delta_{доб} / \mu_0 + 0,5 \tau A, \quad (10.32)$$

где B_k —индукция в воздушном зазоре под добавочными полюсами, которую вычисляют по (10.30) при условии $|e_{k,sp}| = |e_{p,sp}|$; $\delta_{доб}$ и $k_{доб}$ —значение и коэффициент воздушного зазора под добавочными полюсами.

При расчете МДС добавочных полюсов обычно не учитывается возможность получения несколько ускоренной коммутации, так как требуемое ускорение достигается путем регулировки воздушного зазора при наладке машины.

Из-за значительной МДС $F_{доб}$ поток рассеяния добавочного полюса очень велик и превышает в 2...4 раза полезный поток, замыкающийся через якорь. Для уменьшения потока рассеяния, который может вызвать насыщение сердечника добавочного полюса, в крупных машинах кроме основного воздушного зазора $\delta_{доб1}$ делают второй зазор $\delta_{доб2}$ (рис. 10.33, а), устанавливая диамагнитные прокладки между сердечником полюса и ярмом. В этом случае

$$F_{доб} = (B_{k1} k_{доб1} \delta_{доб1} + B_{k2} \delta_{доб2}) / \mu_0 + 0,5 \tau A, \quad (10.32a)$$

где B_{k1} и B_{k2} —индукции в основном и втором зазорах; $k_{доб1}$ —соответствующий коэффициент воздушного зазора; $\delta_{доб1}$ и $\delta_{доб2}$ —значения этих зазоров.

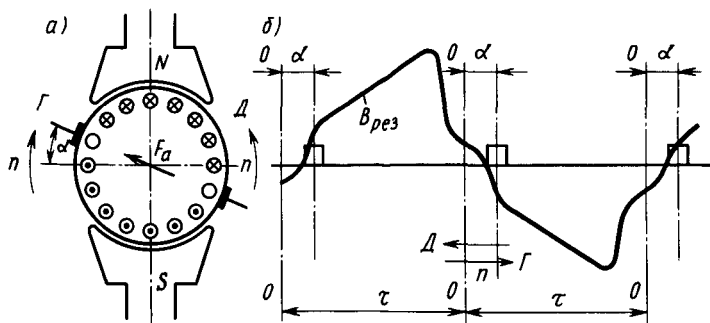


Рис. 10.34. Сдвиг щеток с геометрической нейтрали (а) и кривая магнитного поля в машине без добавочных полюсов (б)

При наличии компенсационной обмотки требуемая МДС добавочного полюса резко уменьшается, так как МДС компенсационной обмотки $F_{к.о.}$ действует против МДС F_{aq} реакции якоря:

$$F_{доб} = (B_{к1} k_{доб1} \delta_{доб1} + B_{к2} \delta_{доб2}) / \mu_0 + 0,5(\tau A - F_{к.о}). \quad (10.326)$$

Уменьшение требуемой МДС $F_{доб}$ позволяет сосредоточить витки обмотки добавочного полюса у якоря (рис. 10.33, б), что способствует снижению потоков рассеяния. Ширину наконечника добавочного полюса в малых машинах выбирают равной ширине зоны коммутации: $b_{доб} \approx b_{з.к.}$. В крупных машинах с напряженной коммутацией ширину наконечника добавочного полюса выбирают относительно узкой: $b_{доб} = (0,3 \dots 0,6) b_{з.к.}$. При такой ширине добавочного полюса распределение индукции в зоне коммутации имеет вид, показанный на рис. 10.33, в, вследствие чего коммутирующая ЭДС в начале зоны коммутации и в конце значительно ниже среднего значения. Это приводит к тому, что первая секция паза вступает в коммутацию, а последняя секция выходит из него со «ступенью малого тока» (см. рис. 10.31, в), что благоприятно влияет на коммутацию, так как предотвращает разрыв тока при случайном нарушении контакта между пластиной и сбегаящим краем щетки. Узкие добавочные полюсы требуют повышенной точности сборки машины и установки щеток, поэтому в машинах малой и средней мощности их не применяют.

В некоторых машинах небольшой мощности создание коммутирующей ЭДС осуществляют за счет сдвига щеток с геометрической нейтрали $O—O$ на некоторый угол α за физическую нейтраль $O'—O'$ (рис. 10.34, а) так, чтобы коммутируемые секции оказались в зоне действия

магнитного поля с индукцией $-B_{\text{рез}}$ требуемой величины и направления. В этом случае достигают безыскровой работы машины только для одного направления вращения и при одной определенной нагрузке. Изменять сдвиг щеток в зависимости от направления вращения и режима работы машины практически очень сложно.

Необходимость обеспечения удовлетворительной коммутации накладывает определенные ограничения на габаритные размеры и конструкцию машин постоянного тока. Практика электромашиностроения показывает, что можно достичь безыскровой коммутации лишь тогда, когда реактивная ЭДС в номинальном режиме не превышает некоторого предельного значения. Поэтому в крупных машинах и машинах, работающих при высоких частотах вращения, применяют одновитковые секции и делают неглубокие пазы (не более 4...6 см в наиболее мощных машинах) для уменьшения индуктивности секции. В ряде случаев для уменьшения реактивной ЭДС приходится ограничивать активную длину якоря и его окружную скорость. Все эти меры приводят либо к снижению мощности машины при заданных габаритах, либо к увеличению ее размеров и массы (при заданной мощности). Поэтому машины постоянного тока имеют меньшую мощность, чем машины переменного тока тех же габаритов; при мощности 100...1000 кВт это уменьшение составляет 20...25%. Попытки увеличить мощность, допустив увеличение степени искрения на коллекторе, приводят к резкому возрастанию эксплуатационных расходов. Условия коммутации ограничивают также предельную мощность, на которую можно построить машину постоянного тока (при заданной частоте вращения).

Для уменьшения влияния технологических отклонений и вибраций щеток на качество коммутации применяют *обмотки с укороченным шагом и ступенчатые обмотки*. В этих обмотках последняя секция паза одного слоя, заканчивая коммутацию, оказывается магнитно связанной с секцией другого слоя, которая остается замкнутой щеткой. Вследствие этого под щеткой выделяется только часть электромагнитной энергии остаточного тока, а другая часть передается в короткозамкнутую секцию.

Важную роль в процессе коммутации играют щетки, которые по своей физической природе являются нелинейными сопротивлениями. При быстром увеличении плотности тока под сбегаящим краем щетки сопротивление щетки резко возрастает, что ведет к уменьшению остаточного тока или полному его устранению даже в том случае, когда коммутация является неидеальной. В электрических машинах большой и средней мощности применяют электрографитированные щетки с большим падением напряжения

в скользящем контакте (2,4...3,5 В на пару щеток). Такие щетки получают в электропечах путем нагревания заготовок из угля и кокса до температуры 2000—2500 °С, при этом они принимают структуру графита.

Соответствующим выбором марки щетки часто удается улучшить коммутацию машины. Основные правила, которыми руководствуются при выборе щеток, следующие:

1) для быстроходных машин постоянного тока применяют мягкие щетки со средним значением падения напряжения под ними (1,5...2,0 В);

2) для машин постоянного тока с затрудненной коммутацией используют твердые щетки с повышенным падением напряжения под ними (2,4...3,5 В);

3) для контактных колец применяют металлографитные щетки с малым падением напряжения (0,1...0,5 В).

§ 10.8. ГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Свойства генератора постоянного тока обусловлены в основном способом питания обмотки возбуждения. В зависимости от этого различают следующие типы генераторов:

1) с независимым возбуждением — обмотка возбуждения получает питание от постороннего источника постоянного тока;

2) с параллельным возбуждением — обмотка возбуждения подключена к обмотке якоря параллельно нагрузке;

3) с последовательным возбуждением — обмотка возбуждения включена последовательно с обмоткой якоря и нагрузкой;

4) со смешанным возбуждением — имеются две обмотки возбуждения: одна подключена параллельно нагрузке, а другая — последовательно с ней.

Генераторы рассматриваемых типов имеют одинаковое устройство и отличаются лишь выполнением обмотки возбуждения. Обмотки независимого и параллельного возбуждения, имеющие большое число витков, изготавливают из провода малого сечения; обмотку последовательного возбуждения, имеющую небольшое число витков, — из провода большого сечения. Генераторы малой мощности иногда выполняют с постоянными магнитами. Свойства таких генераторов близки к свойствам генераторов с независимым возбуждением.

Генератор с независимым возбуждением. В генераторе этого типа (рис. 10.35) ток возбуждения $I_{\text{в}}$ не зависит от тока якоря $I_{\text{а}}$, который равен току нагрузки $I_{\text{н}}$. Ток $I_{\text{в}}$ определяется только положением регулировочного реостата $R_{\text{р.в}}$, включенного в цепь обмотки возбуждения:

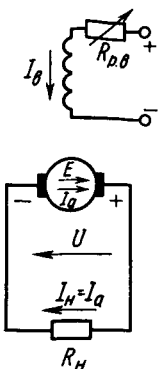


Рис. 10.35. Принципиальная схема генератора с независимым возбуждением

$$I_{\text{в}} = U_{\text{в}} / (R_{\text{в}} + R_{\text{р.в}}), \quad (10.33)$$

где $U_{\text{в}}$ — напряжение источника питания; $R_{\text{в}}$ — сопротивление обмотки возбуждения; $R_{\text{р.в}}$ — сопротивление регулировочного реостата.

Обычно ток возбуждения невелик и составляет 1...3% от номинального тока якоря. Основные характеристики, определяющие свойства генераторов постоянного тока, следующие: холостого хода, внешняя, регулировочная и нагрузочная.

Характеристикой холостого хода (рис. 10.36, а) называют зависимость $U_0 = f(I_{\text{в}})$ при $I_{\text{н}} = 0$ и $n = \text{const}$. При холостом ходе машины, когда цепь нагрузки разомкнута, напряжение U_0 на зажимах обмотки якоря равно ЭДС $E_0 = c_e \Phi_n$. Частота вращения якоря n поддерживается неизменной, и напряжение при холостом ходе зависит только от магнитного потока Φ , т. е. тока возбуждения $I_{\text{в}}$. Поэтому характеристика $U_0 = f(I_{\text{в}})$ подобна магнитной характеристике $\Phi = f(I_{\text{в}})$. Характеристику холостого хода легко получить экспериментально. Для этого сначала устанавливают ток возбуждения таким, чтобы $U_0 \approx 1,25 U_{\text{ном}}$, затем уменьшают ток возбуждения до нуля и снова увеличивают его до прежнего значения. При этом получают восходящую и нисходящую ветви характеристики, которые выходят из одной точки. Расхождение ветвей объясняется наличием гистерезиса в магнитопроводе машины. При $I_{\text{в}} = 0$ в обмотке якоря потоком остаточного магнетизма индуцируется остаточная ЭДС $E_{\text{ост}}$, которая составляет 2...4% от $U_{\text{ном}}$.

Внешней характеристикой (рис. 10.36, б) называют зависимость $U = f(I_{\text{н}})$ при $n = \text{const}$ и $I_{\text{в}} = \text{const}$. В режиме нагрузки напряжение генератора

$$U = E - I_a \sum R_a, \quad (10.34)$$

где $\sum R_a$ — сумма сопротивлений всех обмоток, включенных последовательно в цепь якоря (обмоток якоря, добавочных полюсов и компенсационной).

С увеличением нагрузки на уменьшение напряжения U влияют: падение напряжения во внутреннем сопротивлении $\sum R_a$ машины; уменьшение ЭДС E в результате размагничивающего действия реакции якоря.

Изменение напряжения при переходе от режима номинальной нагрузки к режиму холостого хода

$$\Delta u = (U_0 - U_{\text{ном}}) / U_{\text{ном}}. \quad (10.35)$$

Для генераторов с независимым возбуждением оно составляет 5...15%.

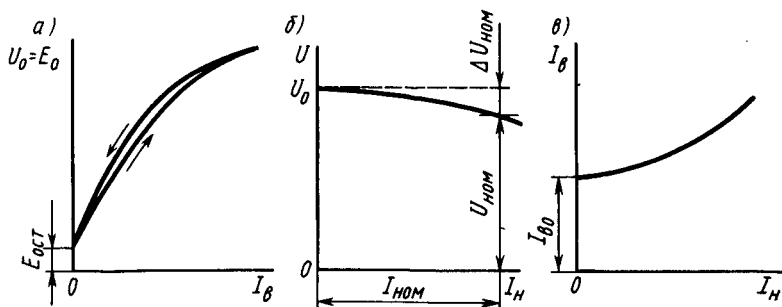


Рис. 10.36. Характеристики генератора с независимым возбуждением (а—в)

Регулировочной характеристикой (рис. 10.36, в) называют зависимость $I_f = f(I_n)$ при $U = \text{const}$ и $n = \text{const}$. Она показывает, каким образом следует регулировать ток возбуждения, чтобы поддерживать постоянным напряжение генератора при изменении нагрузки. Очевидно, что в этом случае по мере роста нагрузки нужно увеличивать ток возбуждения.

Нагрузочной характеристикой (рис. 10.37, а) называют зависимость $U = f(I_n)$ при $n = \text{const}$ и $I_f = \text{const}$. Нагрузочная характеристика при $I_n = I_{ном}$ (кривая 2) проходит ниже характеристики холостого хода (кривая 1), которую можно рассматривать как частный случай нагрузочной характеристики при $I_n = 0$. Разность ординат кривых 1 и 2 обусловлена размагничивающим действием реакции якоря и падением напряжения во внутреннем сопротивлении $\sum R_a$ машины.

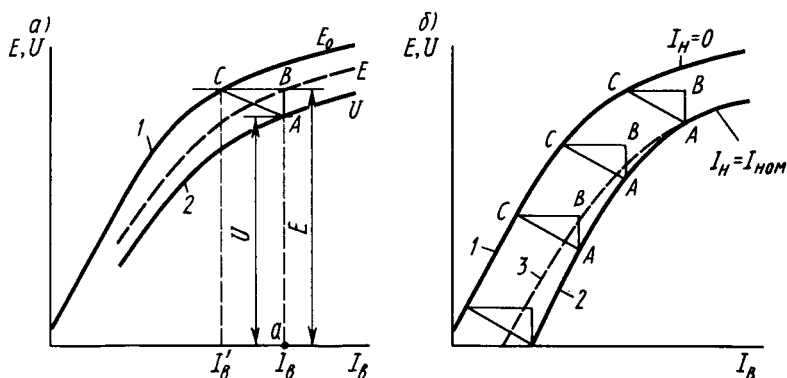


Рис. 10.37. Нагрузочная характеристика генератора с независимым возбуждением (а) и ее построение с помощью характеристического треугольника (б)

Наглядное представление о влиянии этих факторов дает *характеристический, или реактивный, треугольник ABC*. Если к отрезку aA , равному в определенном масштабе напряжению U , при некотором токе нагрузки I_n и токе возбуждения I_v прибавить отрезок AB , равный в том же масштабе падению напряжения $I_v \sum R_a$ в генераторе, то получим отрезок aB , равный ЭДС E .

При холостом ходе ЭДС E индуцируется в обмотке якоря при меньшем токе I'_v , соответствующем абсциссе точки C . Следовательно, отрезок BC характеризует размагничивающее действие реакции якоря в масштабе тока возбуждения. При неизменном токе I_n катет AB характеристического треугольника является постоянным; катет BC зависит не только от тока I_n , но и от степени насыщения магнитной системы, т. е. от тока возбуждения I_v . Однако в ряде случаев влиянием тока возбуждения пренебрегают и принимают, что отрезок BC пропорционален только току I_n .

Такое допущение позволяет строить нагрузочные характеристики при разных токах, изменяя лишь длину всех сторон треугольника ABC . Если вершина C характеристического треугольника, построенного для некоторого тока I_n , расположена на характеристике 1 холостого хода (рис. 10.37, б), а затем по этой характеристике перемещается треугольник ABC так, что катет BC остается параллельным оси абсцисс, то след точки A изображает приближенно искомую нагрузочную характеристику 2 при заданном значении тока I_n . Эта характеристика несколько отличается от реальной характеристики 3 (которая может быть снята опытным путем), так как величина катета BC характеристического треугольника изменяется из-за изменения условий насыщения. Используя характеристику холостого хода с помощью характеристического треугольника, можно построить и другие характеристики генератора: внешнюю и регулировочную.

Внешняя характеристика строится исходя из характеристики холостого хода 1 (рис. 10.38, а). Взяв точку D на оси ординат, соответствующую номинальному напряжению $U_{ном}$, через нее проводят прямую AD , параллельную оси абсцисс. На этой прямой располагают вершину A характеристического треугольника, снятого при номинальном токе якоря так, чтобы катет AB был параллелен оси ординат, а вершина C находилась на характеристике 1 . Затем, опустив перпендикуляр из вершины A на ось абсцисс, находят точку A_k , соответствующую номинальному току возбуждения $I_{v, ном}$.

При определении $I_{v, ном}$ учитывают, что под действием реакции якоря ЭДС при нагрузке меньше, чем при холостом ходе, т. е. создается как бы меньшим током возбуждения.

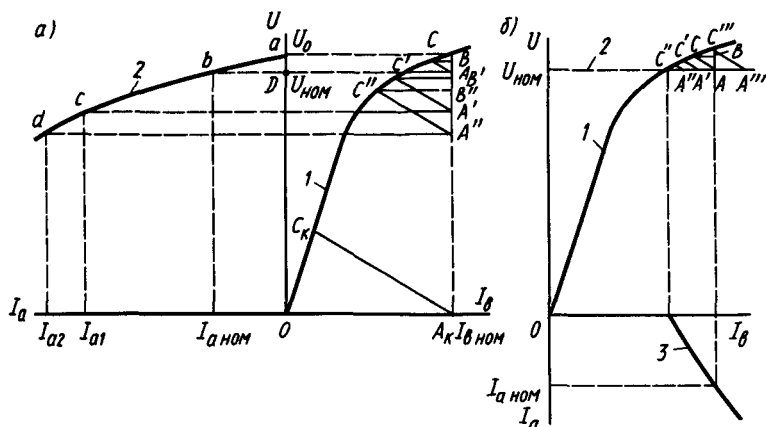


Рис. 10.38. Графики построения внешней (а) и регулировочной (б) характеристик генератора с независимым возбуждением с помощью характеристического треугольника

Уменьшению тока I_b соответствует отрезок BC , характеризующий размагничивающее действие реакции якоря. Напряжение при номинальном токе также меньше ЭДС на величину падения напряжения $I_a \sum R_a$, которому соответствует катет AB .

При построении искомой зависимости 2, т. е. напряжения U от тока нагрузки I_a , две ее точки можно легко определить: номинальному току $I_{a \text{ ном}}$ соответствует номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$ (точка b), а току якоря, равному нулю (режим холостого хода), — напряжение U_0 (точка a), равное ЭДС при токе возбуждения $I_{b \text{ ном}}$. Другие точки (c , d и т. п.) внешней характеристики можно построить, изменяя все стороны характеристического треугольника пропорционально изменению тока якоря и располагая его так, чтобы катеты $A'B'$, $A''B''$, ... оставались параллельными оси ординат. При этом точки B , B' , B'' должны располагаться на вертикальной линии $A_k B$, соответствующей току возбуждения $I_{b \text{ ном}}$, а точки C , C' , C'' , ... — на характеристике холостого хода 1. Тогда ординаты точек A' , A'' , ... будут определять искомую величину напряжения при токах нагрузки $I_{a1} = I_{a \text{ ном}} A'B'/AB$, $I_{a2} = I_{a \text{ ном}} A''B''/AB$ и т. п. Обычно при построении внешней характеристики проводят только гипотенузы характеристических треугольников $A'C'$, $A''C''$, ..., параллельные AC до пересечения с характеристикой холостого хода и с линией $A_k B$. Ординаты найденных точек A' , A'' , ... определяют искомые величины напряжений (т. е. точки c , d внешней характеристики 2) при токах нагрузки $I_{a \text{ ном}}$, I_{a1} , I_{a2} .

Если из точки A_k провести прямую, параллельную AC , до пересечения с характеристикой холостого хода в точке C_k , то можно получить величину тока короткого замыкания $I_k = I_{aном} A_k C_k / AC$, которая в 5...15 раз превышает номинальный ток. Зная ток к. з., можно рассчитать максимальный момент, механическую прочность вала и выбрать параметры аппаратуры защиты. Экспериментальное определение тока к. з. затруднительно, так как в процессе проведения опыта может возникнуть круговой огонь.

Построенная характеристика является приближенной. Основная ее погрешность обусловлена тем, что размагничивающее действие реакции якоря (т. е. катет BC) не пропорционально току якоря. Обычно приведенное построение дает несколько заниженное значение тока к. з.

Регулировочная характеристика (рис. 10.38, б) строится следующим образом. Сначала находят ток возбуждения $I_{в0}$, соответствующий номинальному напряжению при холостом ходе. Чтобы определить ток возбуждения при номинальном токе нагрузки, вершину A характеристического треугольника (соответствующего номинальной нагрузке) располагают на прямой 2, параллельной оси абсцисс и находящейся от нее на расстоянии $U_{ном}$. Катет AB должен быть параллелен оси ординат, а вершина C должна располагаться на характеристике холостого хода 1. Абсцисса вершины A дает искомую величину тока возбуждения. Доказательство справедливости этого построения приведено при построении внешней характеристики. Проводя прямые, параллельные гипотенузе AC , получаем отрезки $A'C'$, $A''C''$, ..., заключенные между характеристикой холостого хода 1 и прямой 2, соответствующей условию $U = U_{ном} = \text{const}$. Эти отрезки представляют собой гипотенузы характеристических треугольников при различных токах нагрузки. Искомая регулировочная характеристика $I_b = f(I_a)$ — кривая 3 — построена в нижнем координатном углу. Значения тока возбуждения определяются абсциссами точек A , A' , A'' , ..., которым соответствуют токи нагрузки, пропорциональные длинам отрезков AC , $A'C'$, $A''C''$, ...

Достоинство генераторов с независимым возбуждением — возможность регулирования напряжения в широких пределах от нуля до U_{max} путем изменения тока возбуждения и сравнительно малое изменение напряжения под нагрузкой. Однако для питания обмотки возбуждения таких генераторов требуются внешние источники постоянного тока.

Генераторы с независимым возбуждением используют только при большой мощности, а также при малой мощности, на низком напряжении. Независимо от значения напряжения на якоре обмотку возбуждения рассчитывают на стандартное напряжение постоянного тока 110 или 220 В для упрощения регулирующей аппаратуры.

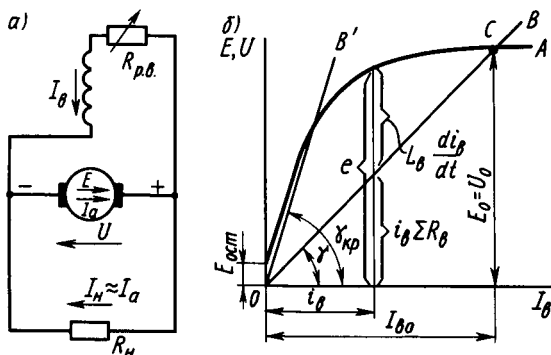


Рис. 10.39. Принципиальная схема генератора с параллельным возбуждением (а) и зависимости изменения ЭДС и падения напряжения в цепи возбуждения $i_{\theta} \Sigma R_{\theta}$ при изменении тока возбуждения генератора (б)

Генератор с параллельным возбуждением. В этом генераторе (рис. 10.39, а) обмотка возбуждения подсоединена через регулировочный реостат параллельно нагрузке. Следовательно, в данном случае используется принцип самовозбуждения, при котором обмотка возбуждения получает питание непосредственно от обмотки якоря генератора. Самовозбуждение генератора возможно только при выполнении определенных условий. Чтобы установить их, рассмотрим процесс изменения тока в контуре «обмотка возбуждения—обмотка якоря» в режиме холостого хода. Для рассматриваемого контура получим уравнение

$$e = i_{\theta} \Sigma R_{\theta} + L_{\theta} di_{\theta} / dt, \quad (10.36)$$

где e и i_{θ} —мгновенные значения ЭДС в обмотке якоря и тока возбуждения; $\Sigma R_{\theta} = R_{\theta} + R_{p.в.}$ —суммарное сопротивление цепи возбуждения генератора (сопротивлением ΣR_a можно пренебречь, так как оно значительно меньше ΣR_{θ}); L_{θ} —суммарная индуктивность обмоток возбуждения и якоря.

Все члены уравнения (10.36) можно изобразить графически (рис. 10.39, б). ЭДС e при некотором значении i_{θ} тока возбуждения можно определить по характеристике OA холостого хода генератора, а падение напряжения $i_{\theta} \Sigma R_{\theta}$ —по вольт-амперной характеристике OB его цепи возбуждения. Характеристика OB представляет собой прямую, проходящую через начало координат под углом γ к оси абсцисс; при этом $\operatorname{tg} \gamma = \Sigma R_{\theta}$. Из (10.36) имеем

$$di_{\theta} / dt = (e - i_{\theta} \Sigma R_{\theta}) / L_{\theta}. \quad (10.37)$$

Следовательно, если разность $(e - i_{\theta} \Sigma R_{\theta}) > 0$, то производная $di_{\theta} / dt > 0$, и происходит процесс увеличения тока возбуждения i_{θ} .

Установившийся режим в цепи обмотки возбуждения наблюдается при $di_b/dt=0$, т. е. в точке пересечения C характеристики холостого хода OA с прямой OB . При этом машина работает с некоторым установившимся током возбуждения $I_{в0}$ и ЭДС $E_0=U_0$.

Из уравнения (10.37) следует, что для самовозбуждения генератора необходимо выполнение определенных условий:

1) процесс самовозбуждения может начаться только в случае, если в начальный момент ($i_b=0$) в обмотке якоря индуцируется некоторая начальная ЭДС. Такая ЭДС может быть создана потоком остаточного магнетизма, поэтому для начала процесса самовозбуждения необходимо, чтобы в генераторе имелся поток остаточного магнетизма, который при вращении якоря индуцирует его в обмотке ЭДС $E_{ост}$. Обычно поток остаточного магнетизма имеется в машине из-за наличия гистерезиса в ее магнитной системе. Если такой поток отсутствует, то его создают, пропуская через обмотку возбуждения ток от постороннего источника;

2) при прохождении тока i_b по обмотке возбуждения ее МДС F_b должна быть направлена согласно МДС остаточного магнетизма $F_{ост}$. В этом случае под действием разности $e - i_b \sum R_b$ происходит процесс нарастания тока i_b , магнитного потока возбуждения Φ_b и ЭДС e . Если указанные МДС направлены встречно, то МДС обмотки возбуждения создает поток, направленный против потока остаточного магнетизма, машина размагничивается и процесс самовозбуждения не сможет начаться;

3) положительная разность $e - i_b \sum R_b$, необходимая для возрастания тока возбуждения i_b от нуля до установившегося значения $I_{в0}$, может возникать только в том случае, если в указанном диапазоне изменения тока i_b прямая OB располагается ниже характеристики холостого хода OA . При увеличении сопротивления цепи возбуждения $\sum R_b$ возрастает угол наклона γ прямой OB к оси тока I_b и при некотором критическом значении угла $\gamma_{кр}$ (соответствующем критическому значению сопротивления $\sum R_{b,кр}$) прямая OB практически совпадает с прямолинейной частью характеристики холостого хода. В этом случае $e \approx i_b \sum R_b$ и процесс самовозбуждения становится невозможным. Следовательно, для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы сопротивление цепи возбуждения было меньше критического значения.

Если параметры цепи возбуждения подобраны так, что $\sum R_b < \sum R_{b,кр}$, то в точке C обеспечивается устойчивость режима самовозбуждения. При случайном уменьшении тока i_b ниже установившегося значения $I_{в0}$ или увеличении его выше $I_{в0}$ возникает соответственно положительная или отрицательная разность $(e - i_b \sum R_b)$, стремящаяся изменить

ток i_b так, чтобы он стал снова равным $I_{в0}$. Однако при $\sum R_b > \sum R_{в.кр}$ устойчивость режима самовозбуждения нарушается. Если в процессе работы генератора увеличить сопротивление цепи возбуждения $\sum R_b$ до значения, большего $\sum R_{в.кр}$, то его магнитная система размагничивается и ЭДС уменьшается до $E_{ост}$. Если генератор начал работать при $\sum R_b > \sum R_{в.кр}$, то он не сможет самовозбудиться. Следовательно, условие $\sum R_b < \sum R_{в.кр}$ ограничивает возможный диапазон регулирования тока возбуждения генератора и его напряжения. Обычно можно уменьшать напряжение генератора, увеличивая сопротивление $\sum R_b$, лишь до $(0,6...0,7) U_{ном}$.

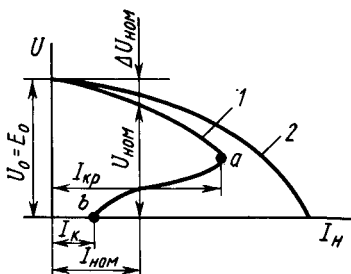


Рис. 10.40. Внешние характеристики генераторов с независимым (2) и параллельным (1) возбуждением

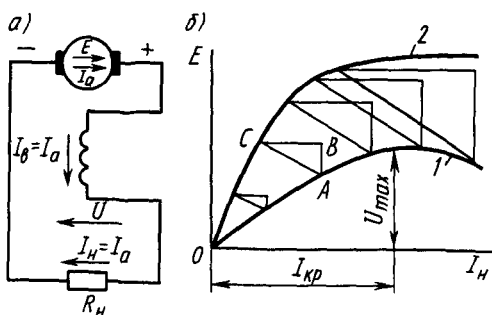
Внешняя характеристика генератора представляет собой зависимость $U=f(I_n)$ при $n=\text{const}$ и $R_b=\text{const}$ (рис. 10.40, кривая 1). Она располагается ниже внешней характеристики генератора с независимым возбуждением (кривая 2). Это объясняется тем, что в рассматриваемом генераторе кроме двух причин, вызывающих уменьшение напряжения с ростом нагрузки (падения напряжения в якоре и размагничивающего действия реакции якоря), существует еще третья причина — уменьшение тока возбуждения $I_b = U/\sum R_b$, который зависит от напряжения U , т. е. от тока I_n .

Генератор может быть нагружен только до некоторого максимального тока $I_{кр}$. При дальнейшем снижении сопротивления нагрузки R_n ток $I_n = U/R_n$ начинает уменьшаться, так как напряжение U падает быстрее, чем уменьшается R_n . Работа на участке ab внешней характеристики неустойчива; в этом случае машина переходит в режим работы, соответствующий точке b , т. е. в режим короткого замыкания.

Особенно наглядно видно действие причин, вызывающих уменьшение напряжения генератора с ростом нагрузки, из рассмотрения рис. 10.41, на котором показано построение внешней характеристики по характеристике холостого хода и характеристическому треугольнику.

Построение производится в следующем порядке. Через точку D на оси ординат, соответствующую номинальному напряжению, проводят прямую, параллельную оси абсцисс. На этой прямой располагают вершину A характеристического треугольника, соответствующего номинальной

Рис. 10.42. Схема генератора с последовательным возбуждением (а) и его внешняя характеристика (б)



(см. рис. 10.41), так как в этом режиме напряжение и ток возбуждения равны нулю. Следовательно, ток к. з. создается только ЭДС от остаточного магнетизма и составляет $(0,4 \dots 0,8) I_{ном}$.

Регулировочная и нагрузочная характеристики генератора с параллельным возбуждением имеют такой же характер, как и у генератора с независимым возбуждением.

Большинство генераторов постоянного тока, выпускаемых отечественной промышленностью, имеют параллельное возбуждение. Для улучшения внешней характеристики они обычно имеют небольшую последовательную обмотку (один—три витка на полюс). При необходимости такие генераторы можно включать и по схеме с независимым возбуждением.

Генератор с последовательным возбуждением. В генераторе с последовательным возбуждением (рис. 10.42, а) ток возбуждения $I_b = I_a = I_H$. Внешнюю характеристику генератора (рис. 10.42, б, кривая 1) можно построить по характеристике холостого хода (кривая 2) и реактивному треугольнику ABC , стороны которого увеличиваются пропорционально току I_H . При токах, меньших $I_{кр}$, с увеличением тока нагрузки возрастает магнитный поток Φ и ЭДС генератора E , вследствие чего увеличивается и его напряжение U . Только при больших токах $I_H > I_{кр}$ напряжение U с возрастанием нагрузки уменьшается, так как в этом случае магнитная система машины насыщается и небольшое возрастание потока Φ не может компенсировать увеличение падения напряжения на внутреннем сопротивлении $\sum R_a$. Поскольку в генераторе с последовательным возбуждением напряжение сильно изменяется при изменении нагрузки, а при холостом ходе оно близко к нулю, такие генераторы непригодны для питания большинства электрических потребителей. Их используют лишь при электрическом торможении двигателей с последовательным возбуждением, которые при этом переводятся в генераторный режим.

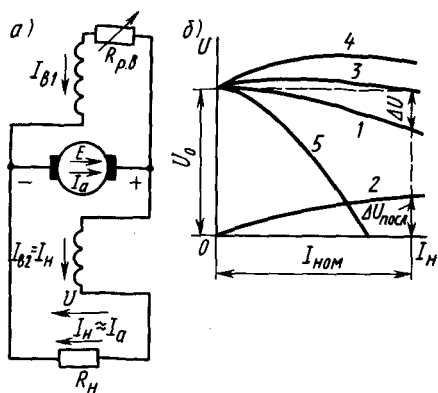


Рис. 10.43. Схема генератора со смешанным возбуждением (а) и его внешние характеристики (б)

Генератор со смешанным возбуждением. В этом генераторе (рис. 10.43, а) имеются две обмотки возбуждения: основная (параллельная) и вспомогательная (последовательная). Согласно включению двух обмоток позволяет получить приблизительно постоянное напряжение генератора при изменении нагрузки. Внешнюю характеристику генератора (рис. 10.43, б) в первом приближении можно представить в виде сум-

мы характеристик, создаваемых каждой из обмоток возбуждения. При включении одной параллельной обмотки, по которой проходит ток возбуждения $I_{в1}$, напряжение генератора U постепенно уменьшается с увеличением тока нагрузки $I_{н}$ (кривая 1). При включении одной последовательной обмотки, по которой проходит ток возбуждения $I_{в2} = I_{н}$, напряжение возрастает с увеличением тока $I_{н}$ (кривая 2).

Подбирая число витков последовательной обмотки так, чтобы при номинальной нагрузке создаваемое ею напряжение $\Delta U_{\text{посл}}$ компенсировало суммарное падение напряжения ΔU при работе машины с одной только параллельной обмоткой, можно добиться, чтобы напряжение U при изменении тока нагрузки от нуля до $I_{\text{ном}}$ оставалось почти неизменным (кривая 3). Практически оно изменяется в пределах 2...3%. Увеличивая число витков последовательной обмотки, можно получить характеристику, при которой напряжение $U_{\text{ном}} > U_0$ (кривая 4); такая характеристика обеспечивает компенсацию падения напряжения не только во внутреннем сопротивлении $\sum R_a$ генератора, но и в линии, соединяющей его с нагрузкой. Если последовательную обмотку включить так, чтобы МДС была направлена против МДС параллельной обмотки (встречное включение), то внешняя характеристика генератора при большом числе витков последовательной обмотки будет крутопадающей (кривая 5). Встречное включение последовательной и параллельной обмоток возбуждения применяют в сварочных генераторах и других специальных машинах, где требуется ограничить ток к. з.

Работа генератора при переменной частоте вращения. Генераторы, установленные на автомобилях, тракторах, железнодорожных вагонах, самолетах и т. п., обычно при-

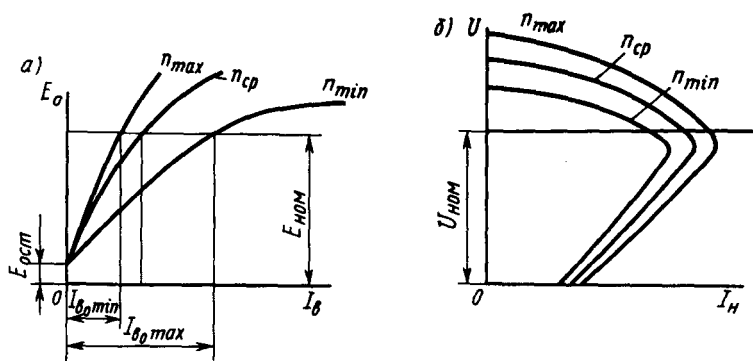


Рис. 10.44. Характеристики холостого хода (а) и внешние (б) генератора с параллельным возбуждением при различных частотах вращения

водятся во вращение от двигателя, обеспечивающего движение транспортного средства, или от оси его колес. Частота вращения такого генератора изменяется в соответствии со скоростью движения транспортного средства.

Для генераторов, работающих в рассматриваемом режиме, основные характеристики обычно приводят для трех значений частот вращения: минимальной, средней и максимальной (рис. 10.44). Характерная особенность генераторов, частота вращения которых изменяется в широких пределах, состоит в том, что, начиная с $n_{ср}$ и выше, они работают при слабом или совсем ненасыщенном магнитопроводе. Это объясняется стремлением уменьшить токи возбуждения при холостом ходе $I_{в0\max}$ и при нагрузке, которые имеют место при частоте вращения $n_{\min}$, чтобы создать более благоприятные условия работы для регулятора напряжения. Наиболее тяжелым режимом для привода рассматриваемого генератора является режим с минимальной частотой вращения, так как при этом для обеспечения необходимой мощности P требуется иметь наибольший вращающий момент. Поэтому в ряде случаев ограничивают мощность, т. е. ток генератора при частоте вращения $n_{\min}$.

Для генераторов с параллельным возбуждением, работающих при переменной частоте вращения, кроме указанных выше трех условий самовозбуждения существуют еще три дополнительных. При частоте вращения ниже $n_{\min}$ генератор должен работать при холостом ходе. Если при $n < n_{\min}$ подключить к генератору большую нагрузку, то вследствие значительного падения напряжения в цепи якоря напряжение на его зажимах снизится почти до нуля и процесс самовозбуждения не начнется. Следовательно, в системе электроснабжения транспортного средства должна

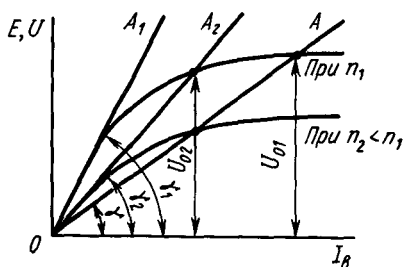


Рис. 10.45. Графики изменения ЭДС и напряжения генератора при различных частотах вращения и сопротивлениях цепи возбуждения

Если уменьшить частоту вращения n , то соответственно сместится вниз характеристика холостого хода (рис. 10.45) и уменьшится критическое сопротивление, при котором процесс самовозбуждения генератора невозможен. Так, для частоты вращения n_1 критическое сопротивление соответствует прямой OA_1 с углом γ_1 , а для частоты вращения $n_2 < n_1$ — прямой OA_2 с углом $\gamma_2 < \gamma_1$. Следовательно, генератор с сопротивлением цепи возбуждения, соответствующем прямой OA_2 , может нормально работать при частоте вращения n_1 , но не сможет самовозбуждаться при частоте n_2 . При частоте вращения n_1 в зависимости от значения сопротивления цепи возбуждения напряжение генератора оказывается равным U_{01} или U_{02} .

Для каждого сопротивления цепи возбуждения можно подобрать частоту вращения n , при которой это сопротивление станет критическим. Такая частота вращения называется «мертвой». «Мертвая» частота вращения для самой обмотки возбуждения без добавочных резисторов будет той наименьшей частотой, ниже которой невозможен процесс самовозбуждения. Поэтому в ряде случаев для ускорения возбуждения генератора при разгоне транспортного средства на обмотку возбуждения подают питание от аккумуляторной батареи с помощью реле.

При изменении направления вращения якоря генератора направление тока в обмотке возбуждения должно оставаться неизменным, чтобы магнитный поток, создаваемый обмоткой, не уничтожил поток остаточного магнетизма. Обычно это достигается переключением проводов, присоединяющих обмотку возбуждения к щеткам машины.

На рис. 10.46, а приведены регулировочные характеристики генератора с параллельным возбуждением, построенные для трех значений частоты вращения. Точки A_1 , A_2 и A_3 этих характеристик соответствуют режиму холостого хода.

быть предусмотрена аппаратура, предотвращающая возможность подключения к генератору нагрузки при $n < n_{\min}$. Сопротивление цепи возбуждения должно быть ниже критического для каждой данной частоты вращения. Поэтому для быстрого самовозбуждения генератора рекомендуется при разгоне транспортного средства не вводить в цепь возбуждения никаких дополнительных резисторов.

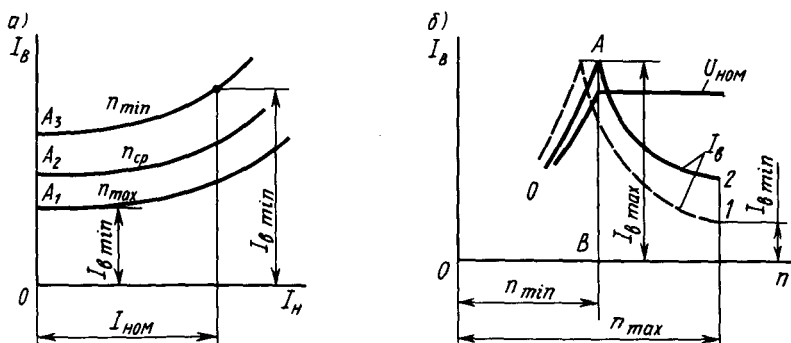


Рис. 10.46. Регулировочные (а) и скоростные регулировочные (б) характеристики

По регулировочным характеристикам можно определить диапазон изменения тока возбуждения, необходимый для стабилизации напряжения генератора на уровне $U_{ном}$ при изменении частоты вращения и нагрузки. Наименьший ток $I_{в min}$ соответствует частоте вращения n_{max} и холостому ходу машины, наибольший ток $I_{в max}$ — частоте вращения n_{min} и номинальной нагрузке.

Скоростные регулировочные характеристики (рис. 10.46, б) представляют собой зависимости тока возбуждения I_v от частоты вращения n при постоянном напряжении U на зажимах генератора. Обычно их строят для номинального напряжения $U_{ном}$ при холостом ходе (кривая 1) и номинальной нагрузке (кривая 2). По ним также можно определить диапазон изменения тока возбуждения, необходимый для поддержания стабильного напряжения на нагрузке. Отношение $k_i = I_{в max} / I_{в min}$ называют коэффициентом регулирования тока возбуждения; обычно он составляет 8...12. Практически при получении этих характеристик определяют также часть характеристики самовозбуждения (участок OA) при неизменном сопротивлении цепи возбуждения. Это позволяет определить начальные частоты вращения n_{min} , при которых генератор развивает номинальное напряжение при холостом ходе и при номинальной нагрузке. При нагрузке частота вращения n_{min} больше, чем при холостом ходе, из-за падения напряжения в цепи якоря. Чем меньше сопротивление цепи возбуждения, тем ниже частота вращения n_{min} .

Максимальный ток возбуждения для данного генератора соответствует отрезку AB . При достижении $U_{ном}$ ток возбуждения при дальнейшем возрастании n уменьшается приблизительно по гиперболическому закону. Однако при больших значениях тока возбуждения, из-за насыщения

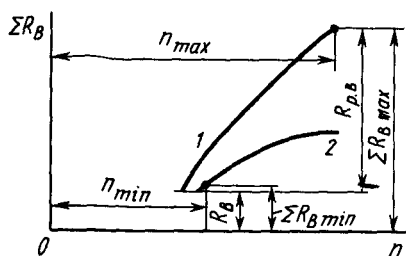


Рис. 10.47. Реостатные регулировочные характеристики

же и действие импульсных транзисторных или тиристорных регуляторов напряжения). На рис. 10.47 показаны зависимости сопротивления $\sum R_{\text{в}}$ от частоты вращения n при неизменном напряжении U и постоянной нагрузке, построенные для режимов холостого хода (кривая 1) и номинальной нагрузки (кривая 2). По характеристикам можно определить коэффициент регулирования сопротивления цепи возбуждения $k_{\text{рв}} = \sum R_{\text{в max}} / \sum R_{\text{в min}}$ и добавочное сопротивление $R_{\text{рв}}$, которые необходимо вводить при регулировании в цепь возбуждения, последовательно с сопротивлением $R_{\text{в}}$ самой обмотки возбуждения.

§ 10.9. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРА С СЕТЬЮ

Рассмотрим параллельную работу генератора, имеющего параллельное или независимое возбуждение, с сетью бесконечно большой мощности, т. е. при условии, что напряжение сети $U = \text{const}$.

Подключение генератора к сети. Чтобы включить генератор на параллельную работу с сетью, необходимо привести якорь генератора во вращение с номинальной частотой, проверить соответствие полярности щеток генератора и проводов сети и установить такой ток возбуждения, при котором напряжение генератора $U_{\text{г0}} = E_0$ равно напряжению сети U . При обеспечении этих условий включение генератора не сопровождается броском тока, так как

$$I_a = (U_{\text{г0}} - U) / \sum R_a = (E_0 - U) / \sum R_a = 0. \quad (10.38)$$

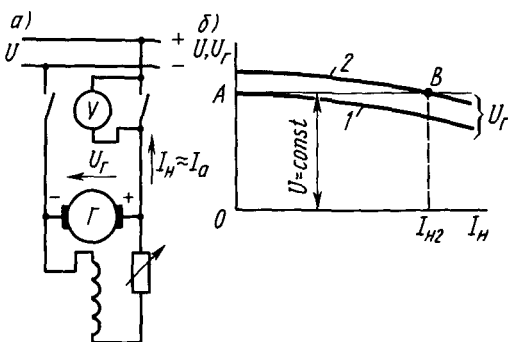
Условие $U_{\text{г0}} = U$ проверяют с помощью нулевого вольтметра V (рис. 10.48, а).

Нагрузка генератора. Чтобы нагрузить генератор, подключенный к сети, необходимо повысить его ЭДС. Это можно сделать, увеличивая частоту вращения якоря или ток возбуждения. Удобнее, однако, воздействовать на ток возбуждения. Силу тока нагрузки $I_{\text{н}} \approx I_a$ при заданном токе возбуждения можно определить графически по внешним

магнитной цепи машины, эти характеристики существенно отличаются от гиперболы.

При всех способах регулирования напряжения генератора необходимое изменение тока возбуждения осуществляется путем изменения сопротивления цепи возбуждения $\sum R_{\text{в}}$ (к изменению $\sum R_{\text{в}}$ можно свести также

Рис. 10.48. Схема подключения генератора с параллельным возбуждением к сети (а) и график для определения его тока нагрузки по внешним характеристикам (б)



характеристикам генератора 1 и 2, построенным при различных значениях тока возбуждения (рис. 10.48, б). Например, при токе возбуждения I_{B1} (кривая 1) равенство напряжений генератора U_g и сети U наблюдается в точке А при токе нагрузки $I_n = 0$, т. е. при таком токе возбуждения можно включать генератор в сеть без толчка тока нагрузки. При токе возбуждения I_{B2} внешняя характеристика генератора (кривая 2) пересекается с линией $U = \text{const}$ в точке В, соответствующей некоторому установившемуся значению I_{n2} тока нагрузки. Работа генератора в этой точке является устойчивой: при случайном изменении тока нагрузки, а следовательно, и тока якоря на $\Delta I_n \approx \Delta I_a$ возникает переходный процесс, для которого

$$u = e - i_n \sum R_a - L_a di_n/dt = u_g - L_a di_n/dt, \quad (10.39)$$

где u — напряжение сети; e и i_n — мгновенные значения ЭДС генератора и тока нагрузки при переходном процессе; u_g — мгновенное значение напряжения генератора; L_a — индуктивность цепи обмотки якоря.

Из (10.39) следует, что $di_n/dt = (u_g - u)/L_a$. При случайном увеличении тока нагрузки свыше I_{n2} напряжение генератора u_g становится меньше напряжения сети u ; следовательно, производная $di_n/dt < 0$, т. е. ток нагрузки уменьшается, стремясь к установившемуся значению I_{n2} . При случайном уменьшении тока ниже I_{n2} напряжение $u_g > u$, производная $di_n/dt > 0$ и ток нагрузки возрастает до установившегося значения I_{n2} .

Генератор с последовательным возбуждением устойчиво работать параллельно с сетью не может, так как его напряжение U_g увеличивается при возрастании тока нагрузки I_n (рис. 10.49, а). Поэтому при случайном отклонении тока якоря от некоторого установившегося значения I_n , при котором $U_g = U$ (точка А), машина сбрасывает нагрузку или переходит в режим работы, соответствующий большому току.

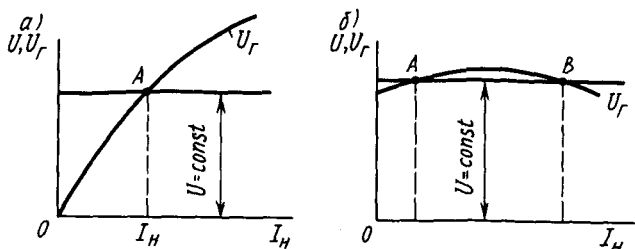


Рис. 10.49. Графики для определения тока нагрузки при подключении к сети генераторов с последовательным (а) и смешанным (б) возбуждением

Внешняя характеристика генератора со смешанным возбуждением (рис. 10.49, б) имеет две точки пересечения с прямой $U = \text{const}$. Точка А соответствует неустойчивому режиму работы, а точку В — устойчивому. Однако и генератор со смешанным возбуждением для параллельной работы с сетью применяют редко, так как для него характерны броски тока при переходе из неустойчивого режима в устойчивый.

§ 10.10. ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Свойства двигателей постоянного тока, как и генераторов, в основном определяются способом питания обмотки возбуждения. В связи с этим различают двигатели с параллельным, независимым, последовательным и смешанным возбуждением. Схемы включения двигателей отличаются от схем включения соответствующих генераторов только наличием пускового реостата, который вводится для ограничения тока при пуске.

Обратимость электрической машины. Машина постоянного тока с независимым или параллельным возбуждением, подключенная к сети с постоянным напряжением, может работать как в генераторном, так и в двигательном режиме и переходить из одного режима работы в другой.

Для контура «обмотка якоря—сеть», согласно второму закону Кирхгофа,

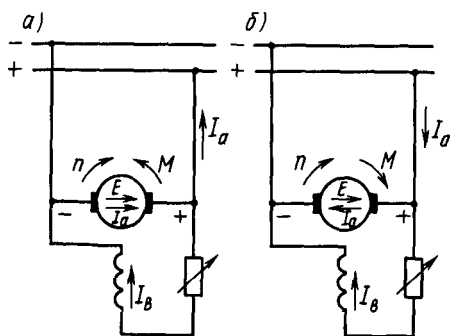
$$E - U = I_a \sum R_a, \quad (10.40)$$

откуда

$$I_a = (E - U) / \sum R_a. \quad (10.41)$$

Если $E > U$, то ток I_a совпадает по направлению с ЭДС E и машина работает в генераторном режиме (рис. 10.50, а). При этом электромагнитный момент M противоположен направлению вращения n , т. е. является тормозным. Уравнением (10.40) для генераторного режима имеет вид

Рис. 10.50. Схемы работы машины постоянного тока в генераторном (а) и двигательном (б) режимах



$$U = E - I_a \sum R_a. \quad (10.42)$$

Если $E < U$, то ток I_a в уравнении (10.41) изменяет знак и направлен против ЭДС E . В соответствии с этим изменяет знак и электромагнитный момент M , т. е. он действует по направлению вращения n . При этом машина работает в двигательном режиме (рис. 10.50, б) и уравнение (10.40) принимает вид

$$U = E + I_a \sum R_a, \quad (10.43)$$

если за положительное направление тока I_a для двигательного режима принять его направление, встречное с ЭДС E .

Таким образом, генераторы с независимым и параллельным возбуждением, подключенные к сети с напряжением U , автоматически переходят в двигательный режим, если их ЭДС E меньше напряжения сети U . Эти двигатели автоматически переходят в генераторный режим, когда их ЭДС E больше U .

При работе машины постоянного тока в двигательном режиме ЭДС E и вращающий момент M определяются теми же формулами, что и в генераторном режиме:

$$E = c_e \Phi n; \quad (10.44)$$

$$M = c_M \Phi I_a, \quad (10.45)$$

но момент имеет противоположное направление. Из (10.43) и (10.44) можно получить формулу для определения частоты вращения

$$n = E / (c_e \Phi) = (U - I_a \sum R_a) / (c_e \Phi). \quad (10.46)$$

Двигатель с параллельным возбуждением. В этом двигателе (рис. 10.51, а) обмотка возбуждения подключена параллельно с обмоткой якоря к сети. В цепь обмотки возбуждения включен регулировочный реостат $R_{p.v.}$, а в цепь якоря — пусковой реостат $R_{п.}$. Характерная особенность двигателя — его ток возбуждения I_b не зависит от тока якоря

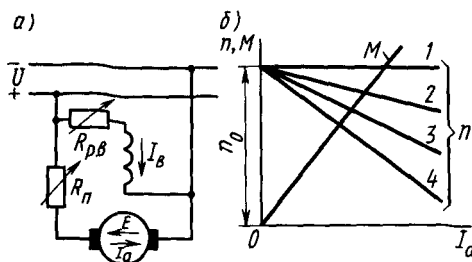


Рис. 10.51. Схема двигателя с параллельным возбуждением (а) и его моментная и скоростная характеристики (б)

I_a (тока нагрузки), так как питание обмотки возбуждения по существу независимое. Следовательно, пренебрегая размагничивающим действием реакции якоря, можно приближенно считать, что и поток двигателя не зависит от нагрузки. При этом условии, согласно (10.45) и (10.46), получаем, что зависимости $M = f(I_a)$ и $n = f(I_a)$ (моментная и скоростная характеристики) линейные (рис. 10.51, б). Следовательно, линейная и механическая характеристика двигателя $n = f(M)$ (рис. 10.52, а).

Если в цепь якоря включен добавочный резистор или реостат R_n , то

$$n = [U - I_a(\sum R_a + R_n)] / (c_e \Phi) = n_0 - \Delta n, \quad (10.47)$$

где $n_0 = U / (c_e \Phi)$ — частота вращения при холостом ходе; $\Delta n = (\sum R_a + R_n) I_a / (c_e \Phi)$ — снижение частоты, обусловленное суммарным падением напряжения во всех сопротивлениях, включенных в цепь якоря двигателя.

Величина Δn , зависящая от суммы сопротивлений $\sum R_a + R_n$, определяет наклон скоростной $n = f(I_a)$ и механической $n = f(M)$ характеристик к оси абсцисс. При отсутствии в цепи якоря добавочного сопротивления R_n указанные характеристики жесткие (естественные характеристики 1 на рис. 10.51, б и 10.52, а), так как падение напряжения $I_a \sum R_a$ в обмотках машины, включенных в цепь якоря, при

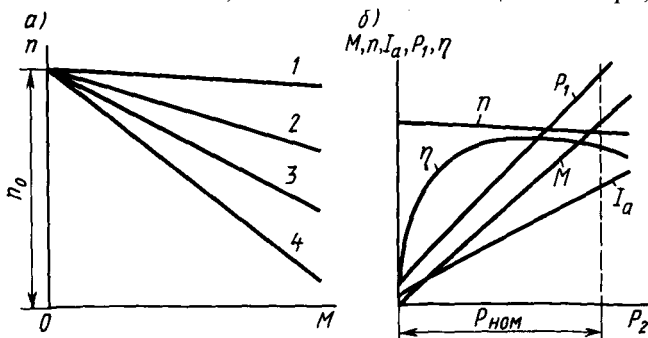


Рис. 10.52. Механические (а) и рабочие (б) характеристики двигателя с параллельным возбуждением

номинальной нагрузке составляет лишь 3...5% от $U_{\text{ном}}$. При включении добавочного реостата угол наклона этих характеристик возрастает, вследствие чего образуется *семейство реостатных характеристик* 2, 3, 4, соответствующих различным сопротивлениям реостата $R_{п1}$, $R_{п2}$ и $R_{п3}$. Чем больше сопротивление $R_{п}$, тем больший угол наклона имеет реостатная характеристика, т. е. тем она мягче.

Реакция якоря, уменьшая несколько поток машины Φ при нагрузке, стремится придать естественной механической характеристике отрицательный угол наклона, при котором частота вращения n возрастает с увеличением момента M . Однако двигатель с такой характеристикой в большинстве электроприводов устойчиво работать не может. Поэтому современные двигатели большой и средней мощностей с параллельным возбуждением часто имеют небольшую последовательную обмотку возбуждения, которая придает механической характеристике необходимый наклон. МДС этой обмотки при токе $I_{\text{ном}}$ составляет около 10% от МДС параллельной обмотки.

Регулировочный реостат $R_{р.в}$ позволяет изменять ток возбуждения двигателя I_b и его магнитный поток Φ . Как следует из (10.46), при этом изменяется и частота вращения n . *В цепь обмотки возбуждения выключатели и предохранители не устанавливают, так как при разрыве этой цепи и небольшой нагрузке на валу частота вращения двигателя резко возрастает* (двигатель идет в «разнос»). При этом сильно увеличивается ток якоря и может возникнуть круговой огонь.

Рабочие характеристики рассматриваемого двигателя (рис. 10.52, б) представляют собой зависимости потребляемой мощности P_1 , тока $I_a \approx I_n$, частоты вращения n , момента M и КПД η от отдаваемой мощности P_2 на валу двигателя при $U = \text{const}$ и $I_b = \text{const}$. Характеристики $n = f(P_2)$ и $M = f(P_2)$ являются линейными, а зависимости $P_1 = f(P_2)$, $I_a = f(P_2)$ и $\eta = f(P_2)$ имеют характер общий для всех электрических машин. Иногда рабочие характеристики строят в зависимости от тока якоря I_a .

Если в двигателе обмотка якоря и обмотка возбуждения подключены к источникам питания с различными напряжениями, то его называют *двигателем с независимым возбуждением*. Такие двигатели применяют в электрических приводах, у которых питание обмотки якоря осуществляется от генератора или полупроводникового преобразователя. *Механические и рабочие характеристики двигателя с независимым возбуждением аналогичны характеристикам двигателя с параллельным возбуждением*, так как у них ток возбуждения I_b также не зависит от тока якоря I_a .

Двигатель с последовательным возбуждением. В этом двигателе (рис. 10.53, а) ток возбуждения $I_b = I_a$, поэтому

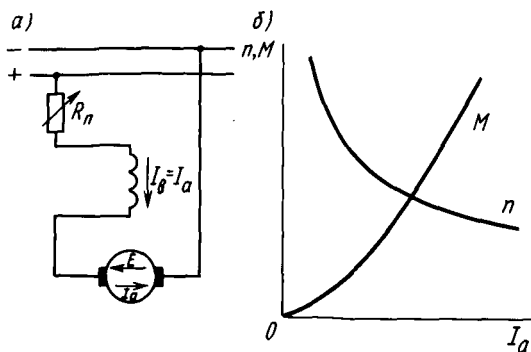


Рис. 10.53. Схема двигателя с последовательным возбуждением (а) и его моментная и скоростная характеристики (б)

магнитный поток Φ является некоторой функцией тока якоря I_a . Характер этой функции изменяется в зависимости от нагрузки двигателя. При $I_a < (0,8 \dots 0,9) I_{\text{ном}}$, когда магнитная система машины не насыщена, $\Phi = k_\Phi I_a$, причем коэффициент пропорциональности k_Φ в значительном диапазоне нагрузок остается практически постоянным. При дальнейшем возрастании тока якоря поток Φ возрастает медленнее, чем I_a , при больших нагрузках ($I_a > I_{\text{ном}}$) можно считать, что $\Phi \approx \text{const}$. В соответствии с этим изменяются зависимости $n = f(I_a)$ и $M = f(I_a)$.

При $I_a < (0,8 \dots 0,9) I_{\text{ном}}$ скоростная характеристика двигателя $n = f(I_a)$ (рис. 10.53, б) имеет форму гиперболы, так как частота вращения

$$n = \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e k_\Phi I_a} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e k_\Phi I_a} = C_1 \frac{U}{I_a} - C_2, \quad (10.48)$$

где C_1 и C_2 — постоянные.

При $I_a > I_{\text{ном}}$ скоростная характеристика становится линейной, так как частота вращения

$$n = \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e \Phi} = C'_1 U - C'_2 I_a, \quad (10.49)$$

где C'_1 и C'_2 — постоянные.

Аналогично можно получить зависимость электромагнитного момента от тока якоря $M = f(I_a)$. При $I_a < (0,8 \dots 0,9) I_{\text{н}} \times I_{\text{ном}}$ моментная характеристика $M = f(I_a)$ имеет форму параболы (рис. 10.53, б), так как электромагнитный момент

$$M = c_M \Phi I_a = c_M k_\Phi I_a^2 = C_3 I_a^2, \quad (10.50)$$

где C_3 — постоянная.

При $I_a > I_{\text{ном}}$ моментная характеристика линейная, так как

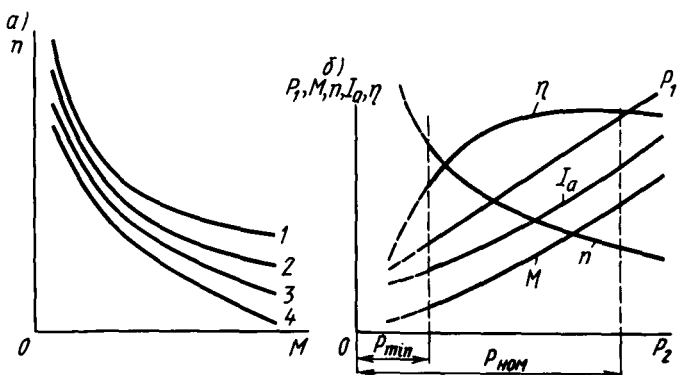


Рис. 10.54. Механические (а) и рабочие (б) характеристики двигателя с последовательным возбуждением

$$M = c_M \Phi I_a = C'_3 I_a, \quad (10.51)$$

где C'_3 — постоянная.

Механические характеристики $n = f(M)$ (рис. 10.54, а) можно построить на основании зависимостей $n = f(I_a)$ и $M = f(I_a)$. При $I_a < (0,8 \dots 0,9) I_{\text{ном}}$ частота вращения изменяется по закону

$$n = \frac{U}{c_e k_\Phi \sqrt{M / (c_M k_\Phi)}} - \frac{\sum R_a}{c_e k_\Phi} = C_4 \frac{U}{\sqrt{M}} - C_2, \quad (10.52)$$

где C_4 — постоянная.

При $I_a > I_{\text{ном}}$ зависимость $n = f(M)$ становится линейной.

Включая в цепь якоря пусковые реостаты с сопротивлениями $R_{п1}$, $R_{п2}$ и $R_{п3}$ кроме естественной характеристики 1 можно получить семейство реостатных характеристик 2, 3 и 4, причем, чем больше $R_{п}$, тем ниже располагается характеристика.

Рабочие характеристики двигателя с последовательным возбуждением приведены на рис. 10.54, б. Зависимости $n = f(P_2)$, $M = f(P_2)$ являются нелинейными; зависимости $P_1 = f(P_2)$, $I_a = f(P_2)$ и $\eta = f(P_2)$ имеют примерно такой же характер, как и у двигателя с параллельным возбуждением.

Из рассмотрения рис. 10.54, а следует, что механические характеристики рассматриваемого двигателя (естественная и реостатные) являются мягкими и имеют гиперболический характер. При малых нагрузках частота вращения n резко возрастает и может превысить максимально допустимое значение (двигатель идет «в разнос»). Поэтому такие двигатели нельзя применять для привода механизмов, работающих в режиме холостого хода или при небольшой нагрузке (различные станки, транспортеры и пр.). Обычно минимально допустимая нагрузка составляет $(0,2 \dots 0,25) I_{\text{ном}}$; только двигатели малой мощности (десятки ватт) используют для работы

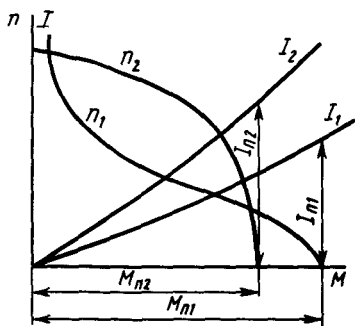


Рис. 10.55. Характеристики двигателей с последовательным и параллельным возбуждением

нагрузочного момента в широких пределах и тяжелые условия пуска (грузоподъемные и поворотные механизмы, тяговый привод и пр.). Это объясняется тем, что мягкая характеристика рассматриваемого двигателя более благоприятна для указанных условий работы, чем жесткая характеристика двигателя с параллельным возбуждением. При жесткой характеристике частота вращения n почти не зависит от момента M , поэтому мощность

$$P_2 = M\Omega = 2\pi n M / 60 = C_5 M, \quad (10.53)$$

где C_5 — постоянная.

При мягкой характеристике двигателя с последовательным возбуждением частота вращения n обратно пропорциональна $\sqrt{M}$, вследствие чего

$$P_2 = M\Omega = 2\pi n M / 60 = C'_5 \sqrt{M}, \quad (10.54)$$

где C_5 — постоянная.

Поэтому при изменении нагрузочного момента в широких пределах мощность P_2 , а следовательно, мощность P_1 и ток I_a у двигателей с последовательным возбуждением изменяются в меньших пределах, чем у двигателей с параллельным возбуждением; кроме того, они лучше переносят перегрузки. Например, при заданной кратности перегрузки по моменту $M/M_{\text{ном}} = k_m$ ток якоря в двигателе с параллельным возбуждением увеличивается в k_m раз, а в двигателе с последовательным возбуждением — только в $\sqrt{k_m}$ раз. Поэтому двигатель с последовательным возбуждением развивает больший пусковой момент, так как при заданной кратности пускового тока $I_{\text{п}}/I_{\text{ном}} = k_i$ пусковой момент его $M_{\text{п}} = k_i^2 M_{\text{ном}}$, а у двигателя с параллельным возбуждением $M_{\text{п}} = k_i M_{\text{ном}}$.

На рис. 10.55 показаны для сравнения характеристики двигателей с последовательным (индексы «1») и параллельным (индексы «2») возбуждением.

в устройствах, где возможен холостой ход. Чтобы предотвратить возможность работы двигателя без нагрузки, его соединяют с приводным механизмом жестко (зубчатой передачей или глухой муфтой); применение ременной передачи или фрикционной муфты для включения недопустимо.

Несмотря на указанный недостаток, двигатели с последовательным возбуждением широко применяют в различных электрических приводах, особенно там, где имеется изменение на-

Момент на валу двигателя с последовательным возбуждением в большей степени зависит от значения тока в якоре, чем у двигателя с параллельным возбуждением. У ненасыщенных двигателей с последовательным возбуждением момент пропорционален квадрату тока, а у насыщенных двигателей — току в степени от 1,5 до 1,8; у двигателей с параллельным возбуждением момент пропорционален току в первой степени. Поэтому при одном и том же моменте нагрузки на валу ток I_1 у двигателя с последовательным возбуждением меньше, чем ток I_2 у двигателя с параллельным возбуждением. По той же причине пусковой ток $I_{п1}$ двигателя с последовательным возбуждением меньше тока $I_{п2}$ двигателя с параллельным возбуждением. Этому также способствует то, что сопротивление цепи якоря $\sum R_a$, которое определяет значение пускового тока $I_n = U / \sum R_a$ при безреостатном пуске, в двигателе с последовательным возбуждением больше, чем в двигателе с параллельным возбуждением, так как в эту цепь включена последовательная обмотка возбуждения.

С другой стороны, пусковой момент двигателя с последовательным возбуждением $M_{п1}$ оказывается больше пускового момента двигателя с параллельным возбуждением $M_{п2}$, несмотря на уменьшение пускового тока, так как в двигателе с параллельным возбуждением магнитный поток уменьшается вследствие сильного влияния реакции якоря, а в двигателе с последовательным возбуждением поток, наоборот, возрастает за счет увеличения МДС последовательной обмотки.

Указанные преимущества двигателей с последовательным возбуждением наиболее четко проявляются в простых приводах, не имеющих систем автоматического управления. При наличии таких систем предпочтение отдается двигателям с параллельным или независимым возбуждением, у которых с помощью регуляторов тока возбуждения можно получить требуемую форму механической характеристики, например гиперболическую.

Двигатель со смешанным возбуждением. В этом двигателе (рис. 10.56, а) магнитный поток Φ создается в результате совместного действия двух обмоток возбуждения — парал-

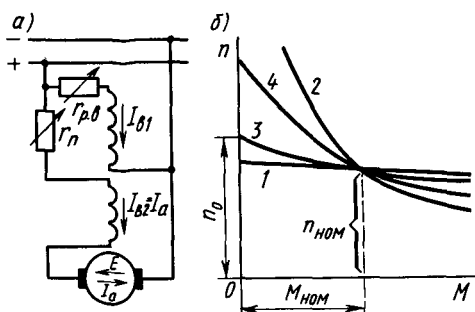


Рис. 10.56. Схема двигателя со смешанным возбуждением (а) и его механические характеристики (б)

лельной и последовательной. Поэтому его механические характеристики (рис. 10.56, б, кривые 3 и 4) располагаются между характеристиками двигателей с параллельным (прямая 1) и последовательным (кривая 2) возбуждением. В зависимости от соотношения МДС параллельной и последовательной обмоток при номинальном режиме можно приблизить характеристики двигателя со смешанным возбуждением к характеристике 1 (при малой МДС последовательной обмотки) или к характеристике 2 (при малой МДС параллельной обмотки). Одним из достоинств двигателя со смешанным возбуждением является то, что он, обладая мягкой механической характеристикой, может работать при холостом ходе, так как его частота вращения n_0 может быть ограничена на допустимом уровне.

§ 10.11. ПУСК ДВИГАТЕЛЕЙ

Для двигателей постоянного тока могут быть применены три способа пуска:

- 1) прямой, при котором обмотка якоря подключается непосредственно к сети;
- 2) реостатный, при котором в цепь якоря включается пусковой реостат для ограничения тока;
- 3) путем плавного повышения питающего напряжения, которое подается на обмотку якоря.

Прямой пуск. Обычно в двигателях постоянного тока падение напряжения $I_{\text{ном}} \sum R_a$ во внутреннем сопротивлении цепи якоря составляет 5...10% от $U_{\text{ном}}$, поэтому при прямом пуске ток якоря $I_{\text{п}} = U_{\text{ном}} / \sum R_a = (10...20) I_{\text{ном}}$, что создает опасность поломки вала машины и вызывает сильное искрение под щетками. Поэтому *прямой пуск применяют в основном для двигателей малой мощности* (до нескольких сотен ватт), в которых сопротивление $\sum R_a$ относительно велико, и лишь в отдельных случаях для двигателей с последовательным возбуждением мощностью в несколько киловатт. При прямом пуске таких двигателей $I_{\text{п}} = (4...6) I_{\text{ном}}$.

Переходный процесс изменения частоты вращения n и тока якоря i_a в процессе пуска определяется нагрузкой двигателя и его электромеханической постоянной времени T_m .

Время переходного процесса при пуске принимается равным $(3...4) T_m$. За это время частота вращения n достигает $(0,95...0,98)$ от установившегося значения n_n , а ток якоря I_a также приближается к установившемуся значению.

Реостатный пуск. Этот способ получил наибольшее применение. В начальный момент пуска при $n=0$ ток $I_{\text{п}} = U / (\sum R_a + R_{\text{п}})$. Максимальное сопротивление пускового реостата $R_{\text{п}}$ подбирается так, чтобы для машин большой

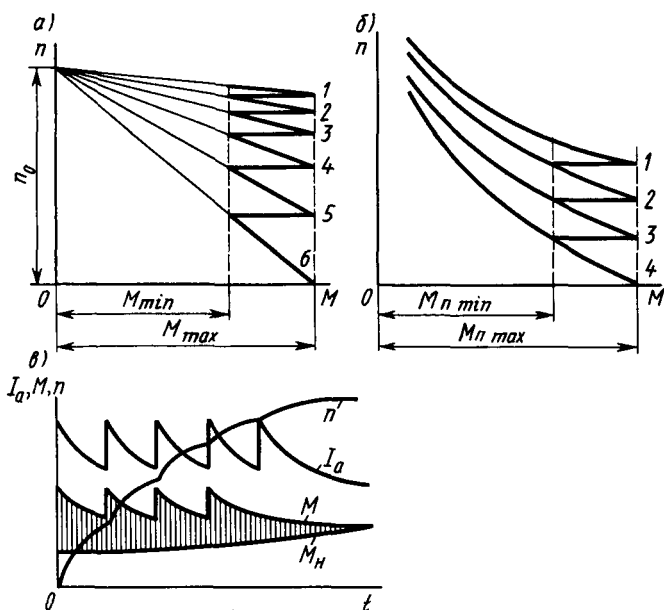


Рис. 10.57. Графики изменения частоты вращения, момента и тока якоря при реостатном пуске двигателя с параллельным и последовательным возбуждением

и средней мощности ток якоря при пуске $I_{п} = (1,4 \dots 1,8) I_{\text{ном}}$, а для машин малой мощности $I_{п} = (2 \dots 2,5) I_{\text{ном}}$.

Рассмотрим процесс реостатного пуска на примере двигателя с параллельным возбуждением. В начальный период пуск осуществляется по реостатной характеристике 6 (рис. 10.57, а), соответствующей максимальному значению сопротивления $R_{п}$ пускового реостата; при этом двигатель развивает максимальный пусковой момент $M_{п\max}$. Регулировочный реостат $R_{р.в}$ в этом случае выводится так, чтобы ток возбуждения I_v и поток Φ были максимальными. По мере разгона момент двигателя уменьшается, так как с увеличением частоты вращения возрастает ЭДС E и уменьшается ток якоря $I_a = (U - E) / (\sum R_a + R_{п})$. При достижении некоторого значения $M_{п\min}$ часть сопротивления пускового реостата выводится, вследствие чего момент снова возрастает до $M_{п\max}$. При этом двигатель переходит на работу по реостатной характеристике 5 и разгоняется до значения $M_{п\min}$.

Таким образом, уменьшая постепенно сопротивление пускового реостата, осуществляют разгон двигателя по отдельным отрезкам реостатных характеристик 6, 5, 4, 3 и 2 (см. жирные линии на рис. 10.57, а) до выхода на естественную характеристику 1. Средний вращающий момент

при пуске $M_{п.ср} = 0,5 (M_{пmax} + M_{пmin}) = \text{const}$, вследствие чего двигатель разгоняется с некоторым постоянным ускорением. Таким же способом пускается в ход двигатель с последовательным возбуждением (рис. 10.57, б). Количество ступеней пускового реостата зависит от жесткости естественной характеристики и требований, предъявляемых к плавности пуска (допустимой разности $M_{пmax} - M_{пmin}$). Пусковые реостаты рассчитывают на кратковременную работу под током.

При выводе отдельных ступеней пускового реостата ток якоря I_a достигает некоторого максимального значения (рис. 10.57, в), а затем уменьшается до минимального значения. В соответствии с изменением тока якоря изменяется и электромагнитный момент M . Заштрихованная на рис. 10.57, в область соответствует значениям динамического момента $M_{дин} = M - M_n$, обеспечивающего разгон двигателя до установившейся частоты вращения.

Пуск путем плавного изменения питающего напряжения. При реостатном пуске возникают довольно значительные потери энергии в пусковом реостате. Этот недостаток можно устранить, если пуск двигателя осуществить при пониженном напряжении с последующим плавным повышением напряжения, подаваемого на его обмотку. Однако для этого необходимо иметь отдельный источник постоянного тока с регулируемым напряжением (генератор или управляемый выпрямитель). Такой источник используют также для регулирования частоты вращения двигателя (см. § 10.12).

§ 10.12. ПРИНЦИПЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЕЙ

Частота вращения двигателя постоянного тока

$$n = [U - I_a (\sum R_a + R_{доб})] / (c_e \Phi). \quad (10.55)$$

Следовательно, ее можно регулировать тремя способами:

1) включением добавочного реостата $R_{доб}$ в цепь обмотки якоря; 2) изменением магнитного потока Φ ; 3) изменением питающего напряжения U .

На примере двигателя с параллельным возбуждением рассмотрим принципиальные особенности, свойственные этим способам регулирования.

Включение реостата в цепь якоря. При включении реостата в цепь якоря частота вращения с ростом нагрузки уменьшается более резко, чем при работе двигателя без реостата:

$$n = \frac{U - I_a (\sum R_a + R_{доб})}{c_e \Phi} = \frac{U}{c_e \Phi} - \frac{I_a (\sum R_a + R_{доб})}{c_e \Phi} = n_0 - \Delta n. \quad (10.56)$$

Это показано на рис. 10.58, где приведены скоростные и механические характеристики двигателя с параллельным

возбуждением: 1 — естественная (при $R_{доб} = 0$); 2 — реостатная (при $R_{доб} > 0$). Частоты вращения при холостом ходе для обеих характеристик равны, значения Δn (уменьшение частоты вращения при нагрузке) различны. При одном и том же токе якоря I_n отношение $\Delta n_{реост} = \sum R_a / (\sum R_a + R_{доб})$. Чем больше добавочное сопротивление $R_{доб}$, тем круче с увеличением нагрузки падает частота вращения.

Механические характеристики $n = f(M)$ двигателя с параллельным возбуждением можно получить из скоростных характеристик $n = f(I_a)$ путем изменения масштаба по оси абсцисс, так как для двигателя этого типа $M = c_M \Phi I_a = c I_a$ (момент пропорционален току якоря).

Основной недостаток данного метода регулирования — возникновение больших потерь энергии в реостате (особенно при низких частотах вращения), что видно из соотношения

$$\Delta n / n_0 = I_a (\sum R_a + R_{доб}) / U = I_a^2 (\sum R_a + R_{доб}) / (U I_a) = \Delta P_{эл} / P_1, \quad (10.57)$$

где $\Delta P_{эл}$ — электрические потери в цепи якоря; P_1 — мощность, подведенная к якорю.

Решая уравнение (10.57) относительно $\Delta P_{эл}$, получаем

$$\Delta P_{эл} = P_1 \Delta n / n_0 = P_1 (n_0 - n) / n_0, \quad (10.58)$$

т. е. с уменьшением частоты вращения якоря потери линейно возрастают.

Очевидно, что данный способ позволяет только уменьшать частоту вращения (по сравнению с частотой при естественной характеристике). Иногда существенным является то обстоятельство, что при включении в цепь якоря значительного сопротивления характеристики двигателя становятся крутопадающими (мягкими), вследствие чего небольшие изменения нагрузочного момента приводят к большим изменениям частоты вращения.

Изменение магнитного потока. Чтобы изменить магнитный поток, необходимо регулировать ток возбуждения двигателя. При различных магнитных потоках Φ_1 и Φ_2 частота вращения определяется формулами

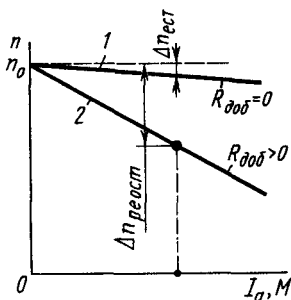


Рис. 10.58. Скоростные и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением при регулировании частоты вращения путем включения реостата в цепь якоря

$$\left. \begin{aligned} n_1 &= \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi_1} = \frac{U}{c_e \Phi_1} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e \Phi_1} = n_{01} - \Delta n_1; \\ n_2 &= \frac{U - I_a \sum R_a}{c_e \Phi_2} = \frac{U}{c_e \Phi_2} - \frac{I_a \sum R_a}{c_e \Phi_2} = n_{02} - \Delta n_2. \end{aligned} \right\} \quad (10.59)$$

В двигателе с параллельным возбуждением, например, частота вращения при холостом ходе и падение частоты вращения изменяются обратно пропорционально изменению магнитного потока:

$$n_{02}/n_{01} = \Delta n_2/\Delta n_1 = \Phi_1/\Phi_2. \quad (10.60)$$

Таким образом, скоростные характеристики 1 и 2 двигателя при различных магнитных потоках Φ_1 и Φ_2 не являются параллельными (рис. 10.59, а). Эти характеристики пересекаются в точке А при частоте вращения, равной нулю, так как в данном случае ток $I_{ак} = U/\sum R_a$ не зависит от потока и определяется значениями напряжения и сопротивления цепи якоря. Значение тока $I_{ак}$ при $n=0$ называют *током короткого замыкания*.

Механические характеристики для двигателя с параллельным возбуждением строят на основании следующих соображений. Каждая из механических характеристик является практически линейной (если пренебречь реакцией якоря) и может быть построена по двум точкам: точке холостого хода, в которой момент равен нулю, и точке короткого замыкания, в которой момент максимален.

Сравнивая моменты при коротком замыкании, соответствующие различным значениям магнитного потока, получаем

$$M_{к1}/M_{к2} = c_M \Phi_1 I_{ак} / (c_M \Phi_2 I_{ак}) = \Phi_1/\Phi_2. \quad (10.61)$$

Таким образом, с уменьшением магнитного потока частота вращения при холостом ходе возрастает, а момент

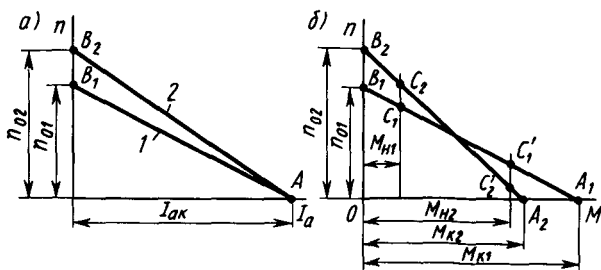


Рис. 10.59. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателя с параллельным возбуждением при регулировании частоты вращения путем изменения магнитного потока

при коротком замыкании снижается. Следовательно, механические характеристики, построенные при различных значениях магнитного потока, пересекаются при некотором значении момента $M_{кр}$ и частоте вращения, меньшей частоты вращения при холостом ходе, но большей нуля (рис. 10.59, б). Из рассмотрения механических характеристик видно, что при значениях нагрузочного момента, меньших $M_{кр}$, уменьшение потока ведет к увеличению частоты вращения (см. точки C_1 и C_2 при нагрузочном моменте $M_{н1}$). При значениях нагрузочного момента, больших $M_{кр}$, уменьшение потока приводит к уменьшению частоты вращения (см. точки C'_1 и C'_2 при нагрузочном моменте $M_{н2}$).

В двигателях параллельного возбуждения средней и большей мощности уменьшение потока используют для повышения частоты вращения (рис. 10.60, а). В микродвигателях, наоборот, магнитный поток уменьшают для снижения частоты вращения.

Аналогично располагаются и механические характеристики у двигателей с последовательным возбуждением; в двигателях большей и средней мощности при уменьшении магнитного потока частота вращения возрастает (рис. 10.60, б).

Уменьшение магнитного потока в двигателях последовательного возбуждения осуществляют путем включения регулировочного реостата $R_{р.в}$ параллельно обмотке возбуждения $ОВ$ (рис. 10.61), вследствие чего ток возбуждения

$$I_b = I_a R_{р.в} / (R_b + R_{р.в}) = \beta I_a, \quad (10.62)$$

где $R_{р.в}$ — сопротивление регулировочного реостата, включенного параллельно обмотке возбуждения; $\beta = I_b / I_a$ — коэффициент регулирования возбуждения.

При включении реостата $R_{р.в}$ параллельно обмотке возбуждения требуемое распределение тока I_a между обмоткой и реостатом обеспечивается только при стационарном режиме. При переходных процессах, когда токи I_a и I_b изменяются, в обмотке возбуждения возникает значительная ЭДС самоиндукции, под действием которой ток I_b уменьшается по сравнению с его значением при стационарном режиме, а ток $I_{р.в}$ возрастает, т. е. происходит значительное ослабление возбуждения. Наиболее опасен этот режим для двигателей электрифицированного транспорта (электровозов, электропоездов, трамваев, троллейбусов). При отключении двигателя от сети и последующем включении (при отрыве токоприемника от контактного провода) в первый момент почти весь ток I_a идет по реостату $R_{р.в}$, а ток I_b весьма мал. Это приводит к значительному возрастанию тока I_a из-за резкого уменьшения ЭДС E , индуцированной в обмотке якоря. Практически при этих условиях возникает резкий бросок тока I_a , сопровождающийся нарушением нормальной коммутации и иногда вызывающий образование кругового огня.

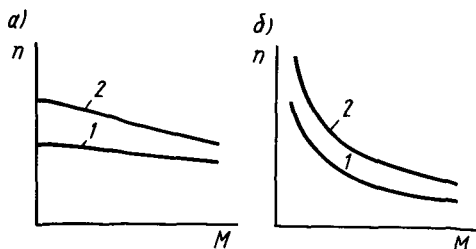


Рис. 10.60. Механические характеристики двигателей:

1 — при нормальном возбуждении; 2 — при уменьшении магнитного потока

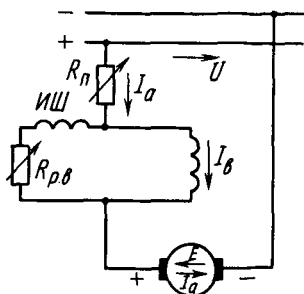


Рис. 10.61. Схема включения регулировочного реостата в двигателе с последовательным возбуждением

Чтобы обеспечить при переходных процессах такое же распределение тока I_a между обмоткой возбуждения и реостатом $R_{p,в}$, как и при стационарном режиме, последовательно с реостатом включают индуктивный шунт $ИШ$ (катушку с ферромагнитным сердечником). Индуктивность его выбирают так, чтобы отношение индуктивностей реостата и обмотки возбуждения было приблизительно равно отношению их сопротивлений.

Рассмотренный способ регулирования весьма прост и экономичен, поэтому его широко применяют на практике. Однако при этом регулирование частоты вращения можно осуществить только в сравнительно небольшом диапазоне; обычно $n_{\max}/n_{\min} = 2 \dots 5$. Нижний предел $n_{\min}$ ограничивается насыщением магнитной цепи машины, которое не позволяет увеличивать в значительной степени магнитный поток. Верхний предел $n_{\max}$ определяется условиями устойчивости (при сильном уменьшении Φ двигатель идет «в разнос»), а также тем, что при глубоком ослаблении возбуждения резко увеличивается искажающее действие реакции якоря и возрастает реактивная ЭДС, что повышает опасность возникновения искрения на коллекторе и появления кругового огня. Поэтому двигатели, предназначенные для работы в режимах глубокого ослабления возбуждения, должны иметь компенсационную обмотку и пониженное значение реактивной ЭДС при номинальном режиме.

Изменение питающего напряжения на зажимах якоря. При изменении питающего напряжения от U_1 до U_2 частоты вращения определяются соответственно формулами

$$n_1 = (U_1 - I_a \sum R_a) / (c_e \Phi) = U_1 / (c_e \Phi) - I_a \sum R_a / (c_e \Phi) = n_{01} - \Delta n_1; \quad (10.63)$$

$$n_2 = (U_2 - I_a \sum R_a) / (c_e \Phi) = U_2 / (c_e \Phi) - I_a \sum R_a / (c_e \Phi) = n_{02} - \Delta n_2. \quad (10.64)$$

В двигателе с параллельным возбуждением частота вращения при холостом ходе изменяется пропорционально изменению напряжения, т. е. $n_{02}/n_{01} = U_2/U_1$, а уменьшение частоты вращения, обусловленное воздействием нагрузки, при $M_n = \text{const}$ остается неизменным: $\Delta n_1 = \Delta n_2 = \text{const}$. В связи с этим скоростные характеристики двигателя с параллельным возбуждением представляют собой семейство параллельных прямых 1, 2 и 3 (рис. 10.62, а). Механические характеристики $n = f(M)$ получаются из скоростных путем изменения масштаба оси абсцисс, так как момент пропорционален току якоря.

Скоростные и механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением строят аналогично (рис. 10.62, б).

Регулирование частоты вращения двигателя путем изменения напряжения на зажимах якоря обычно ведут «вниз», т. е. уменьшают напряжение и частоту вращения по сравнению с номинальными. При значительном уменьшении частоты вращения у машин с самовентиляцией ухудшается эффективность охлаждения, что ограничивает мощность, которую может отдать машина.

Изменение направления вращения. Чтобы изменить направление вращения двигателя, необходимо изменить направление электромагнитного момента M , действующего на якорь. Как следует из (10.45), это можно осуществить двумя способами: путем изменения направления тока I_a в обмотке якоря или изменения направления магнитного потока Φ , т. е. тока возбуждения. Для этого переключают провода, подводящие ток к обмотке якоря или обмотке возбуждения.

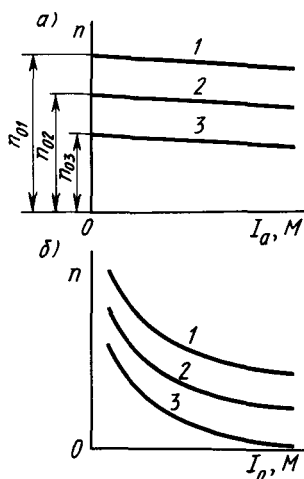


Рис. 10.62. Скоростные (а) и механические (б) характеристики двигателей при регулировании частоты вращения путем изменения напряжения на зажимах якоря

§ 10.13. РАБОТА ДВИГАТЕЛЕЙ В ТОРМОЗНЫХ РЕЖИМАХ

Электрические двигатели, как правило, используют не только для вращения механизмов, но и для их торможения. Электрическое торможение позволяет быстро остановить механизм или уменьшить его частоту вращения без применения механических тормозов.

Различают три вида электрического торможения двигателей постоянного тока: 1) рекуперативное торможение — ге-

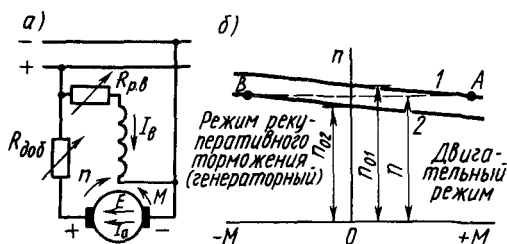


Рис. 10.63. Схема (а) и механические характеристики машины постоянного тока в двигательном и генераторном режимах (б)

нераторное торможение с отдачей электрической энергии в сеть; 2) динамическое или реостатное торможение — генераторное торможение с гашением выработанной энергии в реостате, подключенном к обмотке якоря; 3) электромагнитное торможение — торможение противовключением.

Во всех указанных режимах электромагнитный момент M действует на якорь в направлении, противоположном n , т. е. является тормозным.

Рекуперативное торможение. Двигатель с параллельным возбуждением переходит в режим рекуперативного торможения при увеличении его частоты вращения n выше $n_0 = U/c_e \Phi$. В этом случае ЭДС машины становится больше напряжения сети и ток, согласно (10.41), изменяет свое направление, т. е. двигатель переходит в генераторный режим. В этом режиме машина создает тормозной момент, а выработанная электрическая энергия отдается в сеть и может быть полезно использована.

В машине с параллельным возбуждением (рис. 10.63, а) механические характеристики генераторного режима являются продолжением механических характеристик двигательного режима в область отрицательных моментов (рис. 10.63, б). Поэтому переход из двигательного режима в генераторный может происходить автоматически, если под действием внешнего момента якорь будет вращаться с частотой $n > n_0$. Можно перевести машину в генераторный режим и принудительно, если перевести ее на работу с характеристики 1 на характеристику 2, уменьшив n_0 путем увеличения магнитного потока (тока возбуждения) или снижения напряжения, подводимого к двигателю. В этом случае некоторой частоте вращения n соответствует на характеристике 1 двигательный режим (точка А), а на характеристике 2 — режим рекуперативного торможения (точка В).

Двигатели с последовательным возбуждением не могут переходить в режим рекуперативного торможения. При необходимости рекуперативного торможения схему двигателей в тормозном режиме изменяют, превращая двигатели в генераторы с независимым возбуждением.

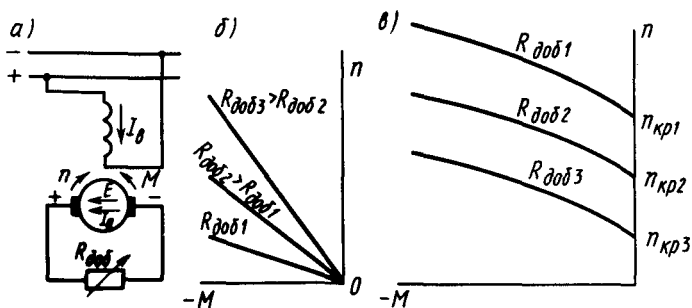


Рис. 10.64. Схема (а) и механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением в режиме динамического торможения (б, в)

Двигатели со смешанным возбуждением могут автоматически переходить в генераторный режим, что обусловило их применение в троллейбусах, трамваях и других устройствах с частыми остановками, где двигатель должен обладать мягкой механической характеристикой.

Динамическое торможение. При этом виде торможения двигателя с параллельным возбуждением обмотку якоря отключают от сети и присоединяют к ней реостат $R_{доб}$ (рис. 10.64, а). При этом машина работает как генератор с независимым возбуждением, создает тормозной момент, но выработанная электрическая энергия бесполезно гасится в реостате. Регулирование тока $I_a = E / (\sum R_a + R_{доб})$, т. е. тормозного момента M , осуществляют путем изменения сопротивления $R_{доб}$, подключенного к обмотке якоря или ЭДС E (воздействуют на ток возбуждения). При $n=0$ тормозной момент M равен нулю, следовательно, машина не может быть заторможена в неподвижном состоянии.

Двигатель с последовательным возбуждением может работать в режиме динамического торможения при независимом возбуждении и при самовозбуждении. При независимом возбуждении обмотку возбуждения отключают от обмотки якоря и подключают к питающей сети последовательно с резистором, сопротивление которого выбирают так, чтобы ток возбуждения не превышал номинального значения. При этом механические характеристики двигателя линейные (рис. 10.64, б). При самовозбуждении при переводе машины в генераторный режим необходимо переключить провода, подводящие ток к обмотке возбуждения (рис. 10.65, а, б). Последнее необходимо для того, чтобы при изменении направления тока в якоря (при переходе с двигательного режима в генераторный) направление тока в обмотке возбуждения оставалось неизменным и создаваемая этой обмоткой МДС F_v совпадала по направлению с МДС $F_{ост}$

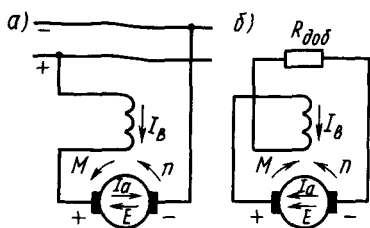


Рис. 10.65. Схемы машины с последовательным возбуждением в режимах двигательном (а) и динамического торможения (б)

от остаточного магнетизма. В противном случае генераторы с самовозбуждением размагничиваются.

Механические характеристики двигателя при самовозбуждении нелинейны (рис. 10.64, в). Самовозбуждение возможно только при частоте вращения, большей некоторого критического значения $n_{кр}$, при котором вольт-амперная характеристика сопротивления

цепи якоря располагается по касательной к зависимости $E=f(I_a)$, т. е. при увеличении $R_{доб}$ оно возможно при более высоких частотах вращения ($n_{кр1} > n_{кр2} > n_{кр3}$).

Двигатель со смешанным возбуждением также может работать в режиме динамического торможения.

Электромагнитное торможение. В этом режиме изменяют направление электромагнитного момента M , сохраняя неизменным направление тока из сети, т. е. момент делают тормозным. Последнее осуществляют так же, как и при изменении направления вращения двигателя — путем переключения проводов, подводящих ток к обмотке якоря (рис. 10.66, а) или к обмотке возбуждения. Чтобы ограничить значение тока в этом режиме, в цепь обмотки якоря вводят добавочное сопротивление $R_{доб}$. Регулирование тока $I_a = (U + E) / (\sum R_a + R_{доб})$, т. е. тормозного момента M , осуществляют путем изменения сопротивления $R_{доб}$ или ЭДС E (тока возбуждения I_b). Механические характеристики в этом режиме для двигателей с параллельным и последовательным возбуждением показаны на рис. 10.66, б, в.

С энергетической точки зрения электромагнитное торможение является наиболее невыгодным, поскольку машина

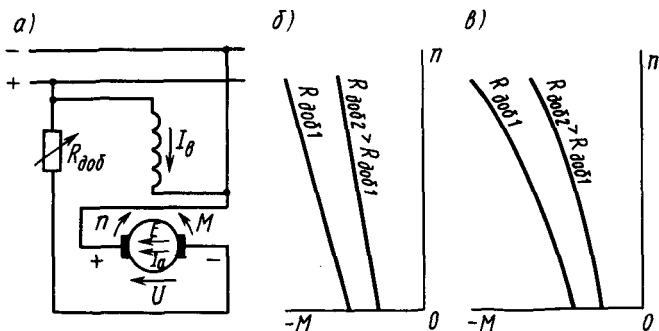


Рис. 10.66. Схема (а) и механические характеристики двигателей в режиме электромагнитного торможения (б, в)

потребляет как механическую, так и электрическую энергию, которые гасятся в обмотке якоря и во включенном в ее цепь реостате. Однако при этом способе можно получать большие тормозные моменты при низких частотах вращения и даже при $n=0$, поскольку в этом случае ток $I_a = U/(\sum R_a + R_{доб})$.

§ 10.14. СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ

Описанные принципы регулирования частоты вращения в двигательных и тормозных режимах находят свою практическую реализацию в четырех основных методах управления: реостатно-контакторном; по системе «генератор—двигатель»; по системе «управляемый выпрямитель—двигатель»; импульсном. Подробное исследование этих способов управления дается в курсах электропривода и теории автоматического регулирования. Здесь рассмотрены только основные положения, имеющие непосредственное отношение к теории электрических машин.

Реостатно-контакторное управление. В настоящее время это управление применяют весьма широко для регулирования частоты вращения двигателей малой и средней мощностей, а иногда и для регулирования мощных двигателей (на железнодорожном транспорте).

Обычно при реостатно-контакторном управлении используют два метода регулирования: 1) при частотах вращения меньших номинальной в цепь якоря включают реостат; 2) при повышенных частотах вращения регулируют ток возбуждения. Машины малой мощности при отсутствии автоматизированного управления имеют два регулировочных реостата с ручным приводом, один из которых включен в цепь якоря, а другой—в цепь возбуждения. При больших мощностях, а также при необходимости автоматизации процесса значения их сопротивлений изменяют ступенчато (рис. 10.67) с помощью контакторов. Если требуется точное регулирование, то число контакторов должно быть очень большим, при этом вся установка становится громоздкой, дорогой и сравнительно малонадежной.

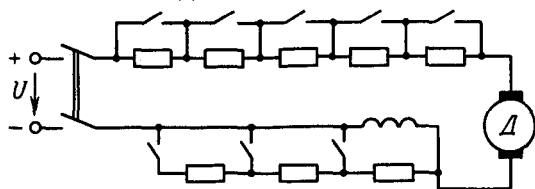


Рис. 10.67. Схема реостатно-контакторного регулирования двигателя с последовательным возбуждением

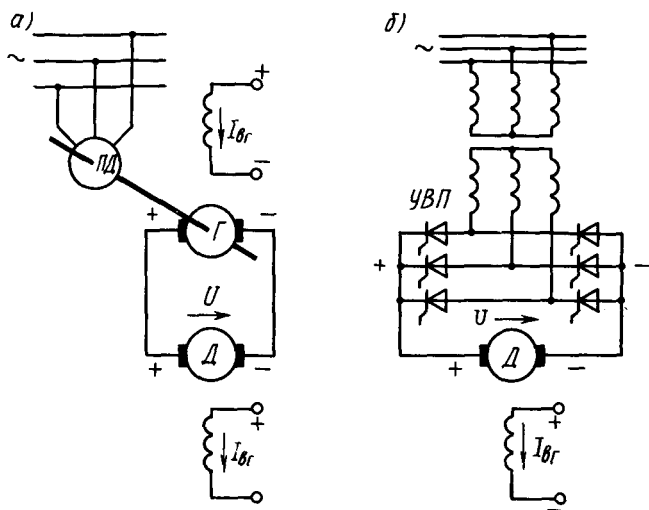


Рис. 10.68. Схемы регулирования двигателя с независимым возбуждением при питании его от генератора (а) и от управляемого выпрямителя (б)

В двигателях с параллельным возбуждением реостатно-контакторное управление позволяет в зоне высоких частот вращения осуществлять рекуперативное торможение путем увеличения тока возбуждения; в зоне низких частот вращения применяют динамическое торможение, причем регулирование тормозного усилия осуществляют с помощью того же реостатно-контакторного устройства, которое используют для регулирования двигательного режима (после соответствующего переключения схемы).

В связи со сложностью автоматизации и большими расходами, идущими на ремонт и эксплуатацию, реостатно-контакторное управление постепенно заменяют более совершенными методами.

Управление по системе «генератор-двигатель». При этом методе двигатель $Д$ получает питание от преобразовательной установки, состоящей из генератора $Г$ с независимым возбуждением (рис. 10.68, а), который приводят во вращение от какого-либо первичного двигателя $ПД$ — электродвигателя, дизеля и пр. Регулирование частоты вращения осуществляют путем изменения напряжения, подаваемого на обмотку якоря двигателя (путем регулирования тока возбуждения генератора) или магнитного потока двигателя (путем регулирования тока возбуждения двигателя).

Пуск двигателя и получение низких частот вращения происходят при максимальном токе возбуждения двигателя, но при уменьшенном токе возбуждения генератора, т. е.

при пониженном напряжении. После того как исчерпана возможность повышения напряжения, осуществляют регулирование тока возбуждения, уменьшая магнитный поток двигателя. Направление вращения двигателя изменяют путем изменения полярности подводимого к якору напряжения, для чего изменяют направление тока в обмотке возбуждения генератора.

Снижение частоты вращения осуществляют с использованием рекуперативного торможения. Увеличивая ток возбуждения двигателя, а затем постепенно уменьшая ток возбуждения генератора, можно перевести двигатель в генераторный режим и быстро затормозить механизм. При этом накопленная кинетическая энергия якоря и приводимого во вращение механизма отдается в электрическую сеть. Если нагрузка имеет толчкообразный характер, то на валу первичного двигателя, вращающего генератор, ставят маховик, который уменьшает перегрузки первичного двигателя.

Управление по системе «генератор — двигатель» выгодно отличается тем, что оно не требует применения силовых контакторов, реостатов и т. п. Поскольку управление двигателем осуществляется путем регулирования сравнительно небольших токов возбуждения, оно легко поддается автоматизации. Рассматриваемый метод управления широко применяется в промышленности и на транспорте, в тех устройствах, где требуется регулирование частоты вращения в широких пределах. В транспортных установках генератор приводится во вращение дизелем. В промышленности для привода генератора обычно используют трехфазные синхронные или асинхронные двигатели. Недостатки этого метода: 1) большие масса, габариты и стоимость преобразовательной установки; 2) сравнительно низкий КПД (около 0,6...0,7), так как производится трехкратное преобразование энергии.

Управление по системе «управляемый выпрямитель — двигатель». Развитие полупроводниковой техники позволило применить для регулирования частоты вращения двигателя управляемый выпрямитель, выполненный на тиристорах; одновременно с выпрямлением он осуществляет регулирование выпрямленного напряжения (рис. 10.68, б). Применение рассматриваемого метода позволяет увеличить КПД и уменьшить массу преобразовательной установки.

Если требуется быстрый останов механизма с последующим реверсированием, то для осуществления рекуперативного торможения параллельно с выпрямителем включают инвертор, т. е. еще один полупроводниковый преобразователь, позволяющий отдавать электрическую энергию из сети постоянного тока в сеть переменного.

Недостаток рассматриваемого метода — снижение коэффициента мощности при пониженном выходном напряжении.

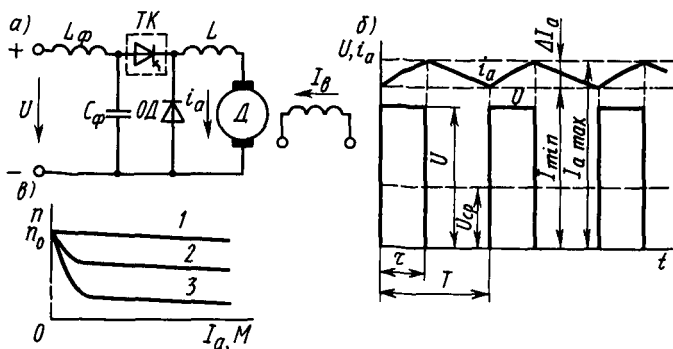


Рис. 10.69. Схема импульсного регулирования двигателя с независимым возбуждением (а), графики изменения напряжения и тока (б) и скоростные и механические характеристики (в)

Кроме того, несколько ухудшается коммутация двигателя из-за пульсации тока якоря, которые особенно велики при питании выпрямителя от сети однофазного тока. Управление по системе «управляемый выпрямитель — двигатель» в настоящее время получает значительное распространение.

Импульсное управление. В настоящее время широко применяют импульсный метод регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока. При этом на двигатель с помощью импульсного регулятора периодически подают импульсы напряжения определенной частоты.

Импульсный регулятор (рис. 10.69, а) состоит из входного фильтра $L_\phi C_\phi$, электронного (транзисторного или тиристорного) ключа ТК, обратного диода ОД и индуктивности L . В период времени τ , когда электронный ключ замкнут (транзистор или тиристор открыт), питающее напряжение U подается полностью на якорь двигателя, и его ток i_a увеличивается (рис. 10.69, б); когда электронный ключ разомкнут (транзистор или тиристор заперт) ток i_a продолжает проходить через якорь двигателя и обратный диод под действием электромагнитной энергии, запасенной в индуктивностях $L_a + L$ цепи якоря; при этом ток i_a уменьшается. Частота следования импульсов при номинальном режиме обычно составляет 200...400 Гц, вследствие чего период T примерно на два порядка меньше постоянной времени цепи якоря. Поэтому за время импульса τ ток в двигателе не успевает значительно возрасти, а за время паузы $T - \tau$ — уменьшится.

Среднее значение напряжения, подаваемого на обмотку якоря,

$$U_a = U_{cp} = U\tau/T = \alpha U, \quad (10.65)$$

где $\alpha = \tau/T$ — коэффициент регулирования напряжения, равный относительной длительности включения ключа ТК.

При этом частота вращения двигателя

$$n = (\alpha U - I_a \sum R_a) / (c_e \Phi), \quad (10.66)$$

где $I_a = I_{cp}$ — среднее значение тока якоря.

Изменение тока при работе импульсного регулятора $\Delta I_a = (I_{amax} - I_{amin})$ определяется по приближенной формуле

$$\Delta I_a = \alpha U (1 - \alpha) / [f(L_a + L)], \quad (10.67)$$

где f — частота работы импульсного регулятора; $L_a + L$ — индуктивность цепи двигателя.

Если параметры схемы выбраны так, что пульсация тока не превышает 5...10%, то работа двигателя практически не отличается от работы двигателя при постоянном напряжении. Скоростные и механические характеристики двигателя 1, 2 и 3 (рис. 10.69, в), полученные при различных напряжениях, подаваемых на обмотку якоря, при таком режиме работы аналогичны соответствующим характеристикам двигателя при изменении питающего напряжения U .

При уменьшении нагрузки двигателя с параллельным возбуждением возрастают пульсации тока якоря и при некоторой критической нагрузке наступает режим прерывистых токов. Поскольку условие $I_a = 0$ имеется при $E = U$, частота вращения при идеальном холостом ходе $n_0 = U / c_e \Phi$ не зависит от времени τ , т. е. от коэффициента регулирования напряжения α . Благодаря этому при некоторой критической частоте вращения $n_{кр}$, когда двигатель переходит в режим прерывистых токов, угол наклона скоростных и механических характеристик к оси абсцисс резко изменяется. В диапазоне $n_0 > n > n_{кр}$ эти характеристики имеют примерно такую же форму, как и при регулировании частот вращения путем включения реостата в цепь якоря. Критическая частота вращения

$$n_{кр} = n_0 (e^{\alpha\beta} - 1) / (e^\beta - 1), \quad (10.68)$$

где $\beta = T / T_a$ (T — период следования импульсов; $T_a = (L_a + L) / \sum R_a$ — постоянная времени цепи обмотки якоря).

Среднее напряжение U_{cp} , подаваемое на двигатель, регулируют путем изменения либо продолжительности периода T между подачей управляющих импульсов на электронный ключ $ТК$ при $\tau = \text{const}$ (частотно-импульсное регулирование), либо путем изменения времени τ при постоянном значении T (широтно-импульсное регулирование). Используют также комбинированное регулирование, при котором изменяется как T , так и τ .

Импульсное управление двигателями малой мощности и микродвигателями осуществляют с помощью импульсных регуляторов, в которых коммутирующими элементами являются транзисторы. Для управления двигателями средней

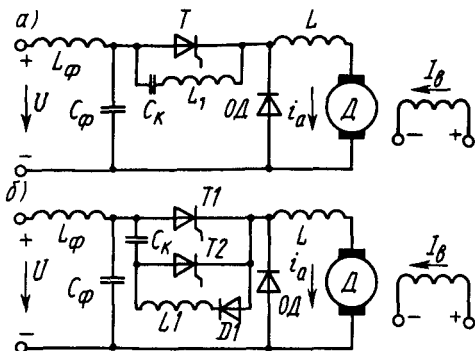


Рис. 10.70. Схемы включения двигателя через тиристорный импульсный прерыватель при частотно-импульсном (а) и широтно-импульсном (б) регулировании

и большой мощности применяют регуляторы с тиристорами. Так как тиристор в отличие от транзистора является не полностью управляемым вентиляем, то для запираания его применяют различные схемы искусственной коммутации, обеспечивающие прерывание проходящего тока путем подачи на его электроды обратного напряжения.

Схему, изображен-

ную на рис. 10.70, а, используют при частотно-импульсном регулировании. Тиристор T отпирается путем подачи импульсов тока управления на его управляющий электрод, запирается с помощью коммутирующего конденсатора C_k . Перед включением тиристора конденсатор C_k заряжен до напряжения U . При подаче отпирающего импульса на управляющий электрод тиристор T открывается и через якорь двигателя начинает проходить ток i_a . Одновременно происходит перезаряд конденсатора C_k через резонансный контур, содержащий индуктивность $L1$. После окончания перезаряда, когда полярность конденсатора изменяется, к тиристору прикладывается обратное напряжение. При этом он восстанавливает свои запирающие свойства и прохождение тока через тиристор прекращается. В дальнейшем конденсатор C_k разряжается через нагрузку, и схема оказывается подготовленной для последующего отпираания тиристора. Время открытого состояния тиристора определяется параметрами резонансной цепи $\tau \approx \pi \sqrt{L_1 C_k}$.

Схему, изображенную на рис. 10.70, б, используют при широтно-импульсном и комбинированном регулировании. В этом случае импульсный прерыватель имеет два тиристора: главный $T1$ и вспомогательный $T2$. Запирание главного тиристора $T1$ осуществляется коммутирующим конденсатором C_k , который подключается к тиристору $T1$ в требуемые моменты времени вспомогательным тиристором $T2$. После запираания тиристора $T1$ коммутирующий конденсатор заряжается от источника питания через тиристор $T2$ и якорь двигателя, а после повторного открытия главного тиристора $T1$ перезаряжается через цепочку, содержащую индуктивность $L1$ и диод $D1$, и приобретает полярность, требуемую для последующего запираания тиристора $T1$.

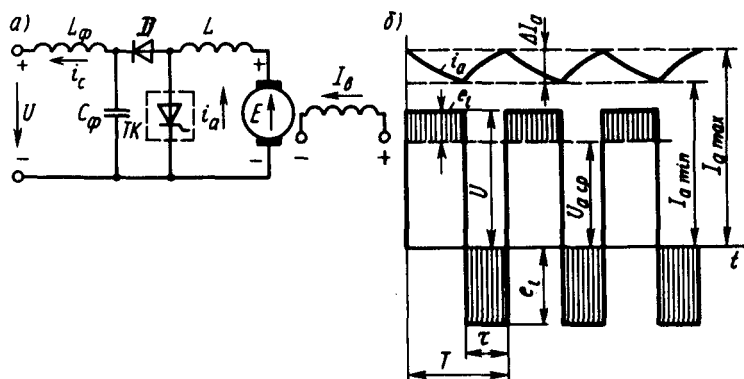


Рис. 10.71. Схема рекуперативного торможения двигателя при импульсном регулировании (а) и графики изменения напряжения и тока (б)

Торможение при импульсном управлении. При работе двигателя от импульсного регулятора можно производить его рекуперативное и динамическое торможение. Импульсное управление позволяет осуществлять рекуперативное торможение при ЭДС машины E , меньшей напряжения сети, т. е. почти до полного останова.

В этом режиме тиристорный ключ TK включают параллельно якорю двигателя, а диод D — между якорем и питающей сетью (рис. 10.71, а). При отпирании ключа TK якорь машины вместе с индуктивностью L замыкается накоротко. Из-за этого увеличивается ток i_a и происходит накопление электромагнитной энергии в индуктивностях $L_a + L$, а возникающая ЭДС сомоиндукции e_L уравнивает ЭДС машины E (рис. 10.71, б). После запираания прерывателя ток i_a под действием ЭДС сомоиндукции e_L проходит через диод и накопленная энергия отдается в сеть. Среднее значение $I_{\text{ср}}$ тока, отдаваемого в сеть, определяется разностью между ЭДС якоря E и напряжением сети U . Из закона сохранения энергии $I_{\text{а ср}} E = I_{\text{ср}} U$ имеем

$$I_{\text{ср}} = I_{\text{а ср}} E / U = I_{\text{а ср}} c_e n \Phi / U. \quad (10.69)$$

Следовательно, по мере уменьшения частоты вращения якоря ток $I_{\text{ср}}$, отдаваемый в сеть, уменьшается, хотя ток якоря $I_{\text{а ср}}$ может оставаться постоянным, а следовательно, неизменным остается и тормозной электромагнитный момент.

По мере снижения частоты вращения n и ЭДС E для поддержания требуемого значения тока $I_{\text{а ср}}$ увеличивают частоту регулятора f при частотно-импульсном регулировании или длительность импульса τ при широтно-импульсном

регулировании. При малой частоте вращения, когда α увеличивается до единицы, якорь машины остается все время замкнутым накоротко и отдача энергии в сеть прекращается. Однако ток i_a продолжает проходить через якорь, и режим торможения осуществляется практически до полного останова. Частота вращения, при которой прекращается рекуперативное торможение,

$$n_{кр} = I_{аср} (\sum R_a + R_{и.п}) / (c_e \Phi), \quad (10.70)$$

где $R_{и.п}$ — активное сопротивление элементов импульсного прерывателя (тириستоров и индуктивности L), по которым замыкается ток i_a .

Динамическое торможение осуществляется аналогично, однако в схеме рис. 10.71, а вместо сети и фильтра $L_\Phi C_\Phi$ включают реостат, в котором гасится энергия, отдаваемая машиной.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 11.1. ТАХОГЕНЕРАТОРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Тахогенераторы постоянного тока выполняют с постоянными магнитами на статоре (рис. 11.1, *а*) или с электромагнитным возбуждением от независимого источника постоянного тока (рис. 11.1, *б*). В них используют якорь обычного типа с барабанной обмоткой, а также полый или дисковый с печатной обмоткой (см. § 11.2).

Принцип действия. При неизменном токе возбуждения I_b , т. е. при неизменном потоке Φ , ЭДС пропорциональна частоте вращения:

$$E = c_e \Phi n, \quad (11.1)$$

что является основой для использования машины постоянного тока в качестве тахогенератора. Его выходное напряжение

$$U = E - I_a \sum R_a = E - U(\sum R_a / R_n), \quad (11.2)$$

где R_n — сопротивление нагрузки.

Из (11.1) и (11.2) составим уравнение выходной характеристики тахогенератора:

$$U = \frac{E}{1 + \sum R_a / R_n} = \frac{c_e \Phi n}{1 + \sum R_a / R_n}. \quad (11.3)$$

На рис. 11.2, *а* сплошными линиями показаны выходные характеристики для различных сопротивлений нагрузки при идеализированных условиях (при $\Phi = \text{const}$ и $\sum R_a = \text{const}$). Эти характеристики являются линейными, а их угол наклона к оси абсцисс уменьшается при снижении сопротивления нагрузки. Следовательно, тахогенераторы можно применять только при неизменной нагрузке, т. е. совместно с индикатором или другим устройством, на который рассчитан данный тахогенератор.

Крутизна выходной характеристики современных тахогенераторов постоянного тока $S = 3 \dots 100$ мВт/(об/мин) (меньшие

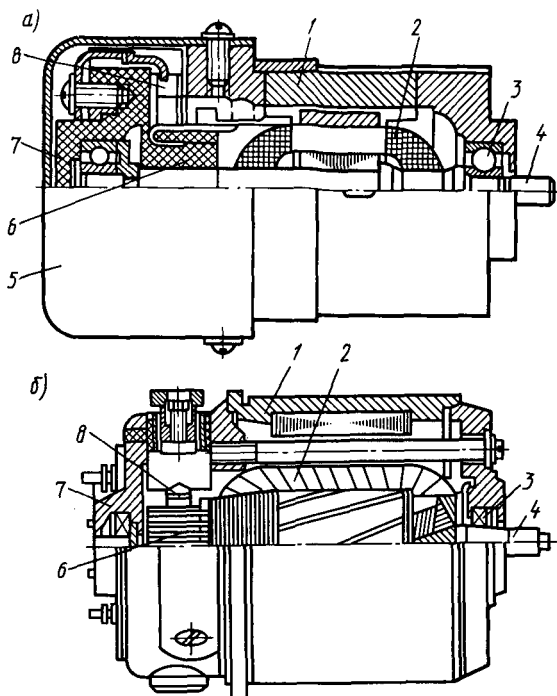


Рис. 11.1. Устройство тахогенераторов постоянного тока:

1 — корпус с полюсами; 2 — якорь; 3 — подшипник; 4 — вал;
5 — кожух; 6 — коллектор; 7 — подшипниковый щит; 8 —
щетки

значения относятся к тахогенераторам с постоянными магнитами). Наиболее распространены тахогенераторы с номинальной частотой вращения $n = 1500 \dots 3000$ об/мин.

Погрешности выходной характеристики. Выходная характеристика практически отклоняется от линейного закона в результате размагничивающего действия реакции якоря, наличия нелинейного сопротивления в переходном контакте между коллектором и щетками и изменения тока возбуждения из-за увеличения сопротивления обмотки возбуждения при ее нагревании.

Размагничивающее действие реакции якоря проявляется при возрастании частоты вращения n , так как при этом повышается напряжение U , увеличивается ток I_a тахогенератора, а следовательно, и МДС якоря F_a . Поэтому при повышенных частотах вращения выходное напряжение U возрастает медленнее, чем увеличивается частота вращения (см. штриховые линии на рис. 11.2, а). Для уменьшения влияния размагничивающего действия реакции якоря в цепи

нагрузки желательно иметь максимально большое сопротивление R_n и тахогенератор должен работать при небольших относительных частотах вращения.

Нелинейный характер сопротивления щеточного контакта также создает определенную погрешность по сравнению с идеализированной характеристикой 1 (рис. 11.2, б).

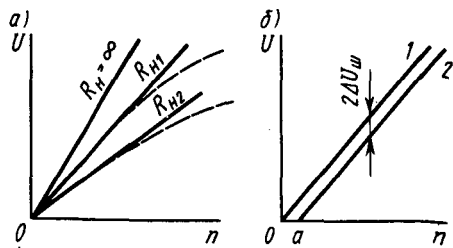


Рис. 11.2. Выходные характеристики тахогенератора постоянного тока и влияние на характеристики падения напряжения под щетками

При этом выходная характеристика 2 остается линейной, однако в области малых частот вращения тахогенератор становится нечувствительным к изменению $\Delta\omega$ — появляется зона нечувствительности Oa . Для уменьшения погрешности, создаваемой падением напряжения $2\Delta U_{\text{щ}}$ под парой щеток, в тахогенераторах применяют металлографитовые щетки, у которых величина $2\Delta U_{\text{щ}}$ незначительна, а в прецизионных тахогенераторах, предназначенных для счетно-решающих устройств, — щетки с серебряными и золотыми напайками. При использовании таких щеток погрешность от влияния величины $2\Delta U_{\text{щ}}$ практически можно не учитывать.

Нагревание обмотки возбуждения тахогенератора приводит к увеличению ее сопротивления R_b , вследствие чего уменьшаются ток возбуждения, магнитный поток и выходное напряжение. Чтобы с повышением температуры обмотки возбуждения ток возбуждения изменялся незначительно, последовательно с ней включают либо терморезистор, который стабилизирует сопротивление цепи обмотки возбуждения, либо добавочный резистор с сопротивлением $R_{\text{доб}} \gg R_n$, выполненный из материала с малым температурным коэффициентом сопротивления. Кроме того, для уменьшения влияния тока возбуждения на магнитный поток тахогенераторы часто выполняют с сильно насыщенной магнитной системой (рис. 11.3, а). При этом небольшие отклонения тока возбуждения ΔI_b от номинального, значения $I_{b, \text{ном}}$ практически не влияют на величину магнитного потока ($\Delta\Phi \approx 0$).

В машине с сильно насыщенной магнитной системой уменьшается также размагничивающее действие реакции якоря, особенно при небольших токах нагрузки. Однако рост насыщения магнитной системы тахогенератора приводит к увеличению размеров его обмотки возбуждения, а следовательно, размеров и массы всей машины. Недостатком насыщенной машины является также отсутствие

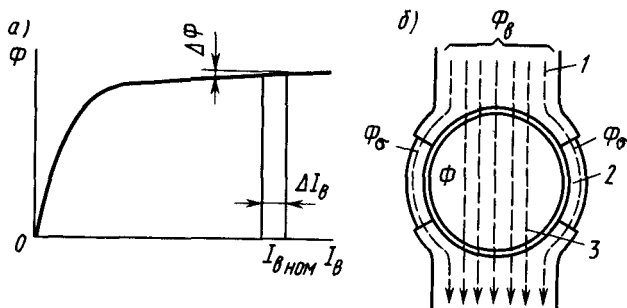


Рис. 11.3. Магнитная характеристика тахогенератора с насыщенной магнитной системой (а) и устройство магнитной системы с термочувствительными шунтами (б):
1 — полюсы; 2 — термочувствительные магнитные шунты; 3 — якорь

пропорциональности между выходным напряжением и током возбуждения, что необходимо в некоторых схемах автоматики. В этом случае магнитопровод тахогенератора выполняют ненасыщенным, а для компенсации температурного влияния применяют термочувствительные магнитные шунты (рис. 11.3, б), изготовленные из сплава, изменяющего свою магнитную проводимость при нагревании. При нагревании обмотки возбуждения ее сопротивление увеличивается, а поток возбуждения $\Phi_{\text{в}}$ уменьшается. Однако магнитная проводимость шунтов при этом снижается, что приводит к уменьшению потоков рассеяния Φ_{δ} , ответвляющегося через шунты, и увеличению потока $\Phi_{\text{в}}$, проходящего из полюсов в якорь. В результате выходное напряжение тахогенератора изменяется незначительно.

Указанные причины вызывают отклонение линейной выходной характеристики тахогенератора от идеализированной. Относительная скоростная амплитудная погрешность Δu , обусловленная нелинейностью выходной характеристики, обычно устанавливается при номинальной частоте вращения и определяется в %:

$$\Delta u = [(U_{\text{ид}} - U_{\text{д}}) / U_{\text{ид}}] 100, \quad (11.4)$$

где $U_{\text{ид}}$ — выходное напряжение при идеализированных условиях; $U_{\text{д}}$ — действительное значение выходного напряжения.

В тахогенераторах постоянного тока технологическая неточность установки щеток на геометрической нейтрали вызывает еще один вид погрешности — асимметрию выходного напряжения. Она заключается в том, что величина выходного напряжения различна при вращении якоря с одинаковой частотой, но в противоположных направлениях. Асимметрию выходного напряжения вычисляют как отношение разности выходных напряжений при вращении якоря с номинальной частотой в обоих направлениях к полусумме этих напряжений. В зависимости от класса точности тахоге-

нератора скоростная амплитудная погрешность при номинальной частоте вращения составляет $\pm (0,05...3) \%$, а ошибка асимметрии равна $\pm (1...3) \%$.

Достоинства и недостатки тахогенераторов. Достоинства тахогенераторов постоянного тока следующие: малые габариты и масса при большой выходной мощности; отсутствие фазовой погрешности, что обусловлено работой на активную нагрузку; в тахогенераторах с постоянными магнитами не требуется иметь вспомогательный источник электрической энергии для возбуждения. Однако по сравнению с тахогенераторами переменного тока они имеют ряд недостатков: сложность конструкции, высокую стоимость, нестабильность выходной характеристики из-за наличия скользящего контакта, пульсации выходного напряжения и радиопомехи, возникающие в результате коммутации тока щетками.

§ 11.2. МИКРОДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Микродвигатели постоянного тока, применяемые в автоматических устройствах, используют для вращения различных механизмов и преобразования электрического сигнала в механическое перемещение вала. В последнем случае их называют *исполнительными двигателями постоянного тока*.

В зависимости от конструкции якоря микродвигатели постоянного тока подразделяют на микродвигатели с якорем обычного исполнения, полым якорем, беспазовым (гладким) якорем, а также с дисковым и цилиндрическим якорем с печатной обмоткой.

Микродвигатели с якорем обычного исполнения. В таких микродвигателях магнитный поток создается обмоткой возбуждения, расположенной на полюсах (рис. 11.4), или постоянными магнитами. В первом случае магнитную систему выполняют, как правило, полностью шихтованной, причем корпус и полюсы изготавливают в виде одного общего пакета, собранного из штампованных листов требуемого профиля (рис. 11.5). Это необходимо потому, что микродвигатели работают обычно в переходных режимах. Во втором случае на статоре располагают массивный постоянный магнит цилиндрической формы или несколько магнитов, выполненных в виде полюсных сердечников, скоб и др. В исполнительных микродвигателях магнитную систему обычно делают ненасыщенной, чтобы реакция якоря не оказывала влияния на его магнитный поток, а следовательно, и на частоту вращения. Обмотку якоря укладывают в пазах сердечника якоря и присоединяют к коллектору, так же как и в машинах постоянного тока нормального исполнения.

Микродвигатели с полым якорем. Магнитный поток в них создается обмоткой возбуждения (рис. 11.6, а) или

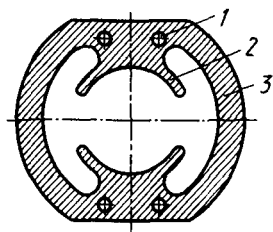
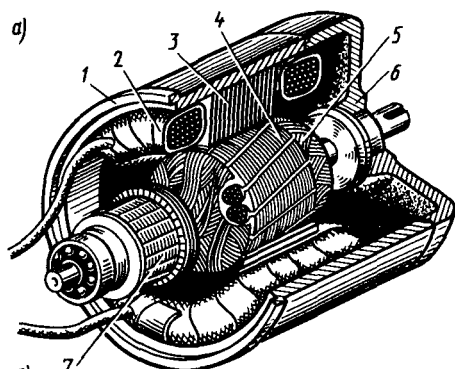


Рис. 11.5. Лист корпуса микродвигателя вместе с полюсами:

1 — отверстие под шпильку;
2 — полюсный наконечник;
3 — ярмо статора

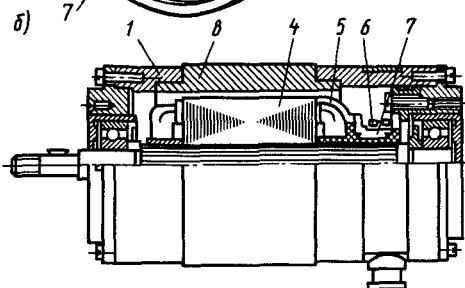


Рис. 11.4. Устройство микродвигателя постоянного тока с якорем обычного исполнения:

1 — корпус; 2 — обмотка возбуждения; 3 — полюс; 4 — якорь; 5 — обмотка якоря; 6 — щеткодержатель; 7 — коллектор; 8 — постоянный магнит

постоянными магнитами (рис. 11.6, б). Якорь представляет собой полый стакан, расположенный между полюсами и неподвижным ферромагнитным сердечником, который насаживают на втулку подшипникового щита. Вместо сердечника внутри якоря может быть неподвижно установлен комплект постоянных магнитов цилиндрической формы. Обмотку якоря укладывают на цилиндрический каркас и заливают эпоксидной смолой; концы секций обмотки соединяют с пластинами коллектора. После полимеризации смолы якорь с коллектором становится монолитной конструкцией.

Момент инерции полого якоря невелик, поэтому существенно повышается быстродействие двигателя. Отсутствие насыщения в зубцах позволяет увеличить индукцию в воздушном зазоре микродвигателя, т. е. его магнитный поток и номинальный вращающий момент по сравнению с микродвигателями, имеющими якорь обычного исполнения, что также повышает быстродействие двигателя.

Достоинством микродвигателей с полым якорем является то, что секции их обмотки якоря окружены не ферромагнитным материалом, а воздухом и поэтому имеют меньшую индуктивность. Это существенно улучшает условия коммутации двигателя, что, в свою очередь, увеличивает срок службы щеток и повышает стабильность характеристик двигателя. Щетки в таких микродвигателях работают прак-

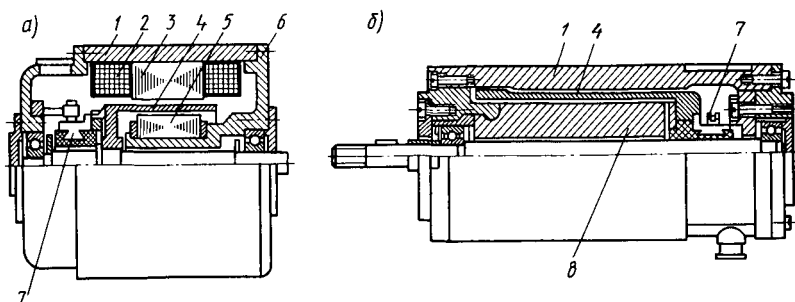


Рис. 11.6. Устройство микродвигателей постоянного тока с полым якорем: 1—корпус; 2—обмотка возбуждения; 3—полюс; 4—полый якорь; 5—ферромагнитный сердечник; 6—подшипниковый щит; 7—коллектор; 8—постоянные магниты

тически без искрения даже при кратковременных перегрузках, вследствие чего можно применять большие форсировки для ускорения протекания переходных процессов.

Недостаток микродвигателей с полым якорем — необходимость значительного увеличения МДС обмотки возбуждения, так как воздушный зазор у них гораздо больше, чем в двигателях обычного исполнения. Последнее приводит к некоторому увеличению массы, габаритных размеров машины и потерь мощности в обмотке возбуждения. Однако КПД рассматриваемых микродвигателей из-за отсутствия потерь в стали имеет примерно такую же величину, как и у микродвигателей с якорем обычного исполнения ($\eta = 0,3 \dots 0,45$ в двигателях мощностью $1 \dots 15$ Вт).

Микродвигатели с печатной обмоткой якоря. Их выполняют с дисковым и цилиндрическим якорем.

Микродвигатели с дисковым якорем (рис. 11.7) имеют плоскую печатную обмотку якоря, нанесенную на тонкий диск из немагнитного материала (керамики, текстолита и т. п.). Возбуждение осуществляется постоянными магнитами с полюсными наконечниками, выполненными в виде кольцевых сегментов. Создаваемый ими магнитный поток проходит в аксиальном направлении через два воздушных зазора и дисковый якорь с печатной обмоткой и замыкается по двум кольцам, изготовленным из магнитомягкой стали; кольца служат боковыми ярмами. Постоянные магниты или электромагниты могут быть расположены по одну сторону диска или симметрично с обеих сторон, как показано на рис. 11.7, а.

Печатную обмотку наносят на дисковый якорь (рис. 11.7, б) электрохимическим способом: ее проводники располагают радиально по обе стороны диска и соединяют между собой гальваническими соединениями через сквозные отверстия в диске; изоляцией между отдельными проводниками служит воздух и материал диска. Процессы нанесения проводников на диск и их соединения в обмотку механизированы.

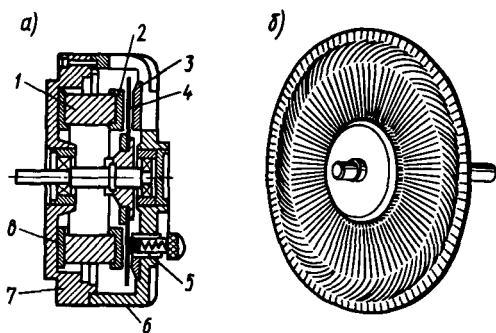


Рис. 11.7. Устройство микродвигателя с печатным дисковым якорем:

- 1—постоянные магниты; 2—полюсные наконечники;
3 и 8—стальные кольца (ярма); 4—диск якоря;
5—щеткодержатель; 6—подшипниковый щит; 7—корпус

Каждая секция печатной обмотки состоит из двух проводников, расположенных на различных сторонах диска. Поскольку число активных проводников ограничено размерами диска, для увеличения напряжения применяют простую волновую обмотку. Чтобы уменьшить длины лобовых соединений, эти микродвигатели выполняют многополюсными ($2p=6...8$). В некоторых случаях применяют полюсные наконечники, выступающие за внешние лобовые соединения, которые при этом становятся активными частями обмотки (в них индуцируется ЭДС). Обычно микродвигатели с печатной обмоткой якоря не имеют коллектора; роль его выполняют части проводников, расположенные на одной из сторон дискового якоря, по которым скользят щетки. Однако в некоторых конструкциях для повышения срока службы печатной обмотки на валу якоря устанавливают коллектор, к которому выводят концы секций. В исполнительных микродвигателях для ускорения торможения после снятия управляющего сигнала диск иногда изготавливают не из изоляционного материала, а из алюминия. При вращении в диске возникают вихревые токи, создающие тормозной момент, пропорциональный частоте вращения. Тормозной момент значительно уменьшает установившуюся частоту вращения микродвигателя.

Преимущества микродвигателей с печатными обмотками якоря: 1) малый момент инерции якоря, что обеспечивает высокое быстродействие исполнительных микродвигателей; 2) хорошие условия коммутации из-за малой индуктивности секций, что повышает срок службы щеток и позволяет значительно увеличить перегрузочную способность микродвигателя; 3) лучшие условия охлаждения печатной обмотки

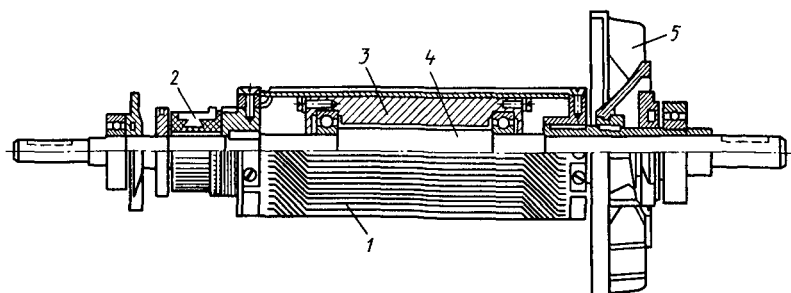


Рис. 11.8. Устройство цилиндрического якоря с печатной обмоткой:
 1 — полый якорь из пластмассы с печатной обмоткой; 2 — коллектор; 3 — постоянный магнит; 4 — вал; 5 — вентилятор

по сравнению с обмоткой, уложенной в пазах якоря; это дает возможность значительно повысить плотность тока в проводниках обмотки якоря и уменьшить благодаря этому массу и габаритные размеры микродвигателей; 4) незначительное влияние реакции якоря, так как в якоре отсутствуют ферромагнитные элементы и его поток замыкается в основном по воздуху.

Недостатки микродвигателей с печатными обмотками якоря по сравнению с микродвигателями обычного исполнения: 1) большая МДС возбуждения из-за увеличения воздушного зазора; 2) увеличенные потери вследствие повышенной плотности тока в обмотке якоря, а при электромагнитном возбуждении также вследствие увеличенных потерь мощности в обмотке возбуждения; 3) меньший срок службы из-за износа проводников печатной обмотки, возникающего от трения щеток. Однако в микродвигателях с печатными обмотками практически отсутствуют магнитные потери в стали, поэтому при их возбуждении от постоянных магнитов КПД имеет приблизительно то же значение, что и в машинах обычного исполнения.

Микродвигатели с цилиндрическим якорем и печатной обмоткой (рис. 11.8) выполнены принципиально так же, как и микродвигатель с полым якорем; отличаются от него лишь способом выполнения обмотки. На обе стороны полого якоря электромеханическим способом наносят печатную обмотку, концы которой выводят к коллектору. По своим свойствам микродвигатели с цилиндрическим печатным якорем аналогичны микродвигателям с полым якорем.

§ 11.3. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В исполнительных двигателях постоянного тока обмотки якоря и главных полюсов питаются от двух независимых

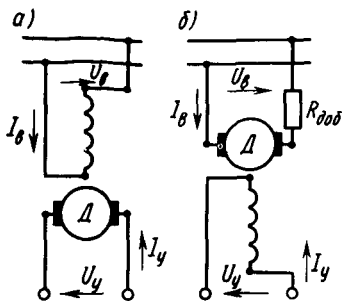


Рис. 11.9. Схемы включения исполнительных двигателей постоянного тока при якорном (а) и полюсном (б) управлении

источников тока. Одна из них (условно называемая обмоткой возбуждения) подключена постоянно к источнику с неизменным напряжением U_b , а на другую (обмотку управления) подают напряжение управления U_y только при необходимости вращения вала двигателя. В зависимости от того, на какую обмотку подают управляющий сигнал, различают два способа управления исполнительными двигателями (рис. 11.9): якорное и полюсное.

В некоторых случаях применяют исполнительные двигатели с постоянными магнитами, в которых управляющий сигнал подают на обмотку якоря.

Исполнительные двигатели работают в переходном режиме; для них характерны частые пуски, остановки и реверсы.

Двигатель с якорным управлением. В этом двигателе (рис. 11.9, а) напряжение управления U_y подают на обмотку якоря; обмотка главных полюсов присоединена к сети постоянного тока с неизменным напряжением U_b . Следовательно, коэффициент сигнала $\alpha = U_y / U_b$. Для двигателей с постоянными магнитами $\alpha = U_y / U_{ном}$.

Когда напряжение $U_y = 0$, ток в обмотке якоря I_y и вращающий момент двигателя M равны нулю, и, следовательно, самоход двигателя исключается. Изменяя напряжение U_y , можно регулировать частоту вращения двигателя. Магнитная цепь исполнительных двигателей выполняется ненасыщенной, поэтому при $U_b = \text{const}$ магнитный поток $\Phi = k_\Phi U_b$, где k_Φ — постоянная, зависящая от параметров обмотки возбуждения (сопротивления и числа витков) и сопротивления магнитной цепи машины.

Ток якоря

$$I_y = (U_y - E) / R_y = (\alpha U_b - c_e k_\Phi U_b n) / \sum R_a, \quad (11.5)$$

где $E = c_e \Phi n = c_e k_\Phi U_b n$ — ЭДС, индуцированная в обмотке якоря; $R_y = \sum R_a$ — сопротивление якоря.

Следовательно, вращающий момент двигателя $M = c_M k_\Phi U_b I_y$ или, с учетом (11.5),

$$M = (c_M k_\Phi \alpha U_b^2 - c_M c_e k_\Phi U_b^2 n) / \sum R_a. \quad (11.6)$$

Причем за базовую единицу момент $M_{к2}$ развиваемый двигателем при $n=0$ и $\alpha=1$: $M_k = c_M k_\Phi U_b^2 / \sum R_a$. Тогда относительное значение момента

$$m = M / M_k = \alpha - c_e k_\Phi n. \quad (11.7)$$

Частота вращения при холостом ходе двигателя и $\alpha=1$

$$n_{01} = U_b / (c_e \Phi) = U_b / (c_e k_\Phi U_b) = 1 / (c_e k_\Phi), \quad (11.8)$$

а относительная частота вращения

$$v = n / n_{01} = c_e k_\Phi n. \quad (11.9)$$

Таким образом, уравнение механической характеристики принимает вид

$$m = \alpha - v. \quad (11.10)$$

Из (11.10) следует, что механические характеристики двигателя при различных значениях α прямолинейны и параллельны (рис. 11.10, а). Решая (11.10) относительно v , получаем уравнение регулировочной характеристики

$$v = \alpha - m. \quad (11.11)$$

Регулировочные характеристики при различных значениях m также прямолинейны и параллельны (рис. 11.10, б).

Мощность управления

$$P_y = U_y I_y = \alpha U_b \frac{\alpha U_a - v U_a}{\sum R_a} = \frac{\alpha U_a^2 (\alpha - v)}{\sum R_a}. \quad (11.12)$$

Приняв за базовую единицу мощность управления при коротком замыкании и $\alpha=1$, т. е. $P_{y.k} = U_b^2 / \sum R_a$, получим мощность управления в относительных единицах

$$p_y = \alpha(\alpha - v). \quad (11.13)$$

Следовательно, мощность управления p_y резко возрастает с увеличением коэффициента сигнала (рис. 11.11, а).

Мощность возбуждения $P_b = U_b I_b = U_b^2 / R_b$ при якорном управлении постоянна и не зависит от α и v .

Механическая мощность исполнительного двигателя в относительных единицах представляет собой произведение относительной частоты вращения на относительный момент:

$$p_{\text{мех}} = v m = v(\alpha - v). \quad (11.14)$$

Максимальную механическую мощность $p_{\text{мех max}}$ и соответствующую частоту вращения $v_{\text{кр}}$ можно определить, положив $dp_{\text{мех}}/dv=0$. При этом получим

$$p_{\text{мех max}} = \alpha^2 / 4; \quad v_{\text{кр}} = 0,5\alpha = 0,5v_0. \quad (11.15)$$

На рис. 11.11, б показаны зависимости $p_{\text{мех}} = f(v)$ при различных значениях коэффициента сигнала. Максимум механической мощности пропорционален α^2 , поэтому работа при малых α приводит к плохому использованию номинальной мощности двигателя. Следовательно, при якорном управлении управляющее устройство, подающее на двигатель

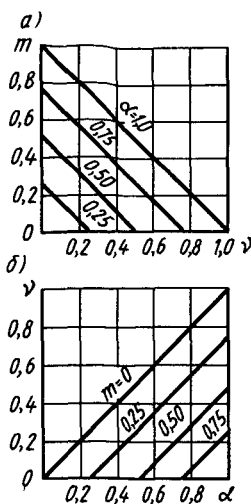


Рис. 11.10. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики двигателя с якорным управлением

Ток якоря

сигнал управления U_y , должно иметь достаточно большую мощность.

Двигатель с полюсным управлением.

В этом двигателе (см. рис. 11.9, б) напряжение управления U_y подают на обмотку главных полюсов. Обмотка якоря постоянно включена на напряжение сети U_b и по ней проходит ток I_b . Чтобы ограничить ток якоря при $n=0$, в его цепь часто включают дополнительный резистор $R_{доб}$. Регулирование частоты вращения осуществляют путем изменения напряжения управления $U_y = \alpha U_b$, т. е. изменения магнитного потока Φ двигателя.

При $\alpha=0$ в машине имеется небольшой остаточный поток, а следовательно, и небольшой электромагнитный момент. Поэтому во избежание самохода к валу двигателя должен быть приложен тормозной момент, превышающий электромагнитный момент при $\alpha=0$.

Предположим, как и ранее, что магнитная цепь машины ненасыщена, тогда

$$\Phi = k'_\Phi U_y = k'_\Phi \alpha U_b. \quad (11.16)$$

$$I_b = \frac{U_b - E}{r_b} = \frac{U_b - c_e k'_\Phi \alpha U_b n}{\sum r}. \quad (11.17)$$

Вращающий момент двигателя

$$M = c_M \Phi I_b = c_M k'_\Phi \alpha U_b I_b, \quad (11.18)$$

или, с учетом (11.17),

$$M = \frac{c_M k'_\Phi U_b^2}{\sum r} \alpha (1 - \alpha c_e k'_\Phi n). \quad (11.19)$$

Принимая за базовую единицу момент M_k при коротком замыкании (т. е. при $n=0$) и $\alpha=1$

$$M_k = c_M k'_\Phi U_b^2 / \sum r, \quad (11.20)$$

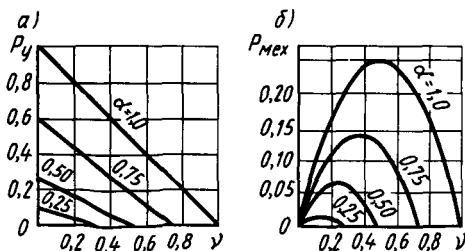


Рис. 11.11. Зависимости мощности управления (а) и механической мощности (б) от частоты вращения при якорном управлении

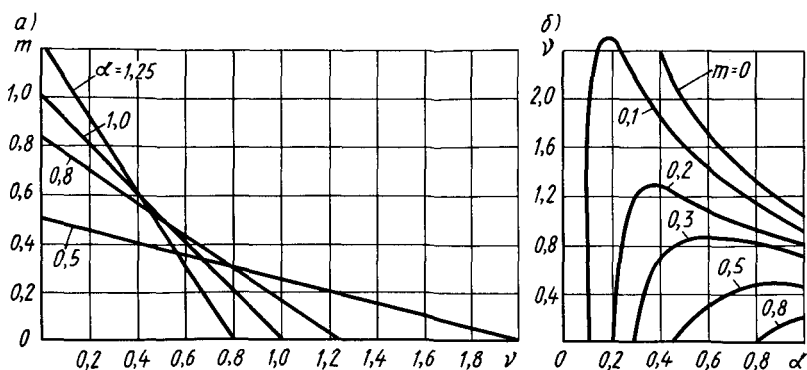


Рис. 11.12. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики двигателя с полюсным управлением

получим относительное значение момента

$$m = M / M_k = \alpha(1 - \alpha c_e k_\Phi n). \quad (11.21)$$

С учетом (11.9) уравнение механической характеристики принимает вид

$$m = \alpha(1 - \alpha \nu). \quad (11.22)$$

Уравнение (11.22) является линейным относительно ν , вследствие чего механические характеристики можно построить по двум известным точкам. Обычно в качестве одной из них берут точку, соответствующую режиму короткого замыкания (пуск двигателя) с координатами $\nu_k = 0$ и $m_k = \alpha$; в качестве второй — точку, соответствующую режиму холостого хода с координатами $m_0 = 0$ и $\nu_0 = 1/\alpha$.

На рис. 11.12, а показаны механические характеристики исполнительного двигателя с полюсным управлением при различных значениях α . В отличие от характеристик двигателя с якорным управлением они пересекаются, что приводит к неоднозначной зависимости частоты вращения от коэффициента сигнала (одну и ту же частоту вращения можно получить при двух значениях α).

Уравнение регулировочной характеристики в относительных единицах можно получить из (11.22):

$$\nu = (\alpha - m) / \alpha^2. \quad (11.23)$$

На рис. 11.12, б показаны регулировочные характеристики при различных значениях m . Эти характеристики нелинейны, некоторые из них и неоднозначны.

Коэффициент сигнала $\alpha_{кр}$, при котором относительная частота вращения ν достигает максимума, можно найти, положив $d\nu/d\alpha = 0$. При этом получим

$$\alpha_{кр} = 2m; \quad v_{max} = 1/(4m). \quad (11.24)$$

Обычно коэффициент сигнала α изменяется от 0 до 1. В этих пределах регулировочная характеристика будет иметь максимум, если относительный момент $m \leq 0,5$, $\alpha_{кр} = 0,5(1 \dots 0)$.

Следовательно, при $m < 0,5$ регулировочные характеристики неоднозначны и практически невозможно применять исполнительный двигатель с полюсным управлением в автоматических устройствах. Поэтому полюсное управление используют только при $m \geq 0,5$.

Мощность управления пропорциональна квадрату коэффициента сигнала и не зависит от частоты вращения:

$$P_y = U_y I_y = U_y^2 / r_y = \alpha^2 U_n^2 / r_y. \quad (11.25)$$

Механическая мощность в относительных единицах

$$p_{мех} = m v = (\alpha - \alpha^2 v) v. \quad (11.26)$$

Максимум механической мощности и соответствующую ему частоту вращения $v_{кр}$ можно найти из условия $dp_{мех}/dv = 0$. При этом

$$p_{мех\max} = 0,5 \left(\alpha - \alpha^2 \frac{1}{2\alpha} \right) / \alpha = 0,25; \\ v_{кр} = \frac{0,5}{\alpha} = 0,5 v_0. \quad (11.27)$$

Следовательно, при полюсном управлении максимальное значение механической мощности не зависит от коэффициента сигнала (рис. 11.13) и работа двигателя при малых коэффициентах сигнала не сказывается на использовании его номинальной мощности.

Импульсное управление исполнительным двигателем. Этот метод является разновидностью якорного управления. Как было показано в § 10.14, в режиме непрерывных токов характеристики двигателя тождественны характеристикам при изменении напряжения U , подаваемого на обмотку якоря. Следовательно,

$$m = (\alpha - v). \quad (11.28)$$

Механическая характеристика имеет перелом при критической частоте вращения

$$v_{кр} = (e^{\alpha\beta} - 1) / (e^{\beta} - 1), \quad (11.29)$$

соответствующей переходу в режим работы при прерывистом токе.

На рис. 11.14, а изображены механические, а на рис.

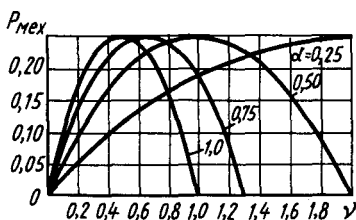


Рис. 11.13. Зависимость механической мощности от частоты вращения при полюсном управлении

11.14, б — регулировочные характеристики двигателя при импульсном управлении, построенные для случая, когда $\beta = 1$.

При импульсном управлении наблюдаются колебания мгновенной скорости двигателя за счет увеличения скорости в проводящий период и уменьшения ее в период пауз. При необходимости колебания скорости можно уменьшить, увеличив частоту подачи импульсов и постоянную времени цепи якоря.

Электромеханическая постоянная времени. При прямом пуске двигателя его частота вращения и ток якоря (рис. 11.15) изменяются соответственно:

$$n = n_0(1 - e^{-t/T_m}); \quad (11.30)$$

$$i_a = (I_{\text{нач}} - I_n)e^{-t/T_m} + I_n, \quad (11.31)$$

где n_n и I_n — установившиеся значения частоты вращения и тока якоря, соответствующие нагрузочному моменту M_n ; $I_{\text{нач}} = U/\Sigma R_a$ — начальный пусковой ток; T_m — электромеханическая постоянная времени двигателя.

Постоянная времени T_m определяется, так же как и для асинхронных исполнительных двигателей, из основного уравнения динамики двигателя при условии разгона его якоря от неподвижного состояния до частоты вращения холостого хода, статическом моменте на валу $M_{\text{ст}} = 0$ и электромагнитном моменте $M = M_n$. В этом случае получим

$$T_m = J\Omega_0/M_n. \quad (11.32)$$

Для двигателя с якорным управлением, у которого $\Omega_0 = \Omega_{01}v_0 = \alpha\Omega_{01}$ и $M_n = m_n M_k = \alpha M_k$, имеем

$$T_m = J\Omega_{01}/M_n, \quad (11.33)$$

где $\Omega_{01} = 2\pi n_{01}/60$ — угловая скорость при холостом ходе и $\alpha = 1$.

Следовательно, электромеханическая постоянная времени и время разгона двигателя с якорным управлением до частоты вращения v_0 не зависят от коэффициента сигнала. Физически это объясняется тем, что при изменении коэффициента сигнала одновременно и пропорционально ему изменяются пусковой момент m_n и частота вращения при холостом ходе v_0 (см. рис. 11.10, а).

Для двигателя с полюсным управлением, у которого $\Omega_0 = \Omega_{01}v_{01} = \Omega_{01}/\alpha$ и $M_n = m_n M_k = \alpha M_k$, имеем

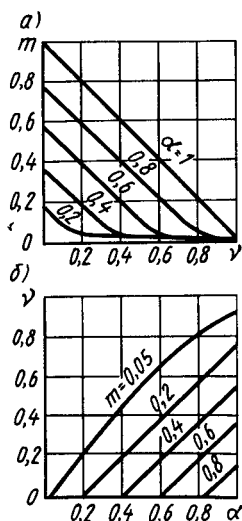


Рис. 11.14. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики двигателя при импульсном управлении

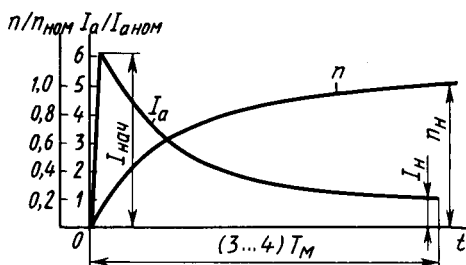


Рис. 11.15. Кривые изменения n и i_a при пуске двигателя

$$T_M = J\Omega_{01}/(\alpha^2 M_K).$$

(11.34)

Из (11.34) следует, что *электромеchanическая постоянная времени и время разгона двигателя с полюсным управлением до частоты вращения ν_0 в сильной степени зависят от коэффициента сигнала α* , так как при уменьшении α пусковой момент $m_p = m_K$ снижается, а частота вращения ν_0 возрастает (см. рис. 11.12, а). Это большой недостаток двигателей с полюсным управлением.

При полюсном управлении на время разгона двигателя существенно влияет также скорость протекания электромагнитных процессов, так как из-за большой индуктивности обмотки управления L_y (обмотки главных полюсов) электромагнитная постоянная времени $T_{эм} = L_y/R_y$ может оказаться величиной того же порядка, что и электромеchanическая постоянная времени.

Для уменьшения электромеchanической постоянной времени по возможности снижают момент инерции якоря J , для чего применяют малоинерционные исполнительные двигатели с полым, беспазовым и дисковым якорем. Ориентировочные значения постоянной времени T_M (с) для исполнительных двигателей постоянного тока различной конструкции мощностью от нескольких ватт до нескольких десятков ватт при $\alpha=1$: с якорем обычного типа—0,035...0,15; с полым и беспазовым якорем—0,015—0,02; с дисковым якорем и печатной обмоткой—0,005...0,02.

Сравнение свойств двигателей при различных способах управления. Исполнительные двигатели постоянного тока имеют ряд преимуществ по сравнению с асинхронными исполнительными двигателями: большую линейность характеристик, высокое быстродействие и лучшее использование активных материалов двигателя. Недостатком их является наличие скользящего контакта между щетками и коллектором, который снижает надежность работы и создает радиопомехи, возникающие от коммутационного искрения.

Из исполнительных двигателей постоянного тока наилучшими свойствами обладает двигатель с якорным управ-

лением. Для него характерны отсутствие самохода, высокая линейность механических и регулировочных характеристик, а также большая крутизна механических характеристик, что обеспечивает быстрый разгон двигателя; кроме того, ток в этом двигателе проходит через щеточный контакт только при отработке сигнала управления, предотвращая подгар коллектора при неподвижном якоре. Основным недостатком двигателя с якорным управлением является сравнительно большая мощность управления.

Свойства двигателя с полюсным управлением значительно хуже, чем двигателя с якорным управлением, поэтому в современных автоматических устройствах применяют главным образом исполнительные двигатели с якорным управлением.

§ 11.4. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

В устройствах автоматики и различных электробытовых приборах широко применяют универсальные коллекторные двигатели мощностью от нескольких ватт до нескольких сотен ватт, которые могут работать как от источников постоянного тока, так и однофазного тока.

Устройство. Универсальный коллекторный двигатель устроен так же, как и двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением. Он отличается от машины постоянного тока только тем, что его магнитная система выполняется полностью шихтованной, а катушки обмотки возбуждения состоят из двух секций и имеют промежуточные выводы (рис. 11.16). Выполнение статора и ротора машины шихтованными объясняется тем, что при работе на переменном токе они пронизываются переменным магнитным потоком; секционирование же обмотки возбуждения делается потому, что в этом режиме из-за падения напряжения в индуктивном сопротивлении двигателя номинальная скорость вращения оказывается меньшей, чем при работе на постоянном токе. Для выравнивания этих скоростей при работе на постоянном токе в цепь якоря включают все витки обмотки возбуждения, а при работе на переменном токе — только часть их, вследствие чего соответственно уменьшается магнитный поток машины. В универсальных коллекторных двигателях, выпускаемых отечественной промышленностью, обмотка возбуждения подразделяется на две части, включаемые с обеих сторон якоря. Такое включение (симметрирование обмотки) позволяет уменьшить радиопомехи, создаваемые двигателем.

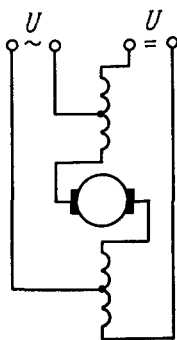


Рис. 11.16. Схема включения универсального коллекторного двигателя

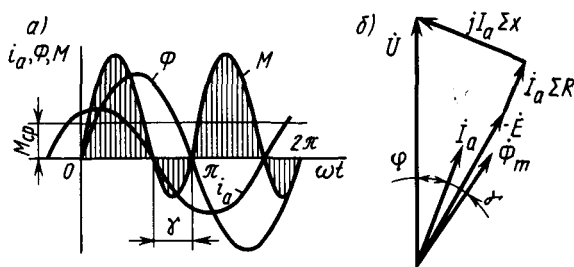


Рис. 11.17. Графики изменения тока якоря, потока и электромагнитного момента универсального коллекторного двигателя (а) и его векторная диаграмма при работе на переменном токе (б)

При работе на постоянном токе универсальный коллекторный двигатель ведет себя так же, как двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением. Работа двигателя на переменном токе имеет ряд специфических особенностей.

Электромагнитный момент при работе на переменном токе. В рассматриваемом режиме ток якоря i_a и магнитный поток Φ изменяются по синусоидальному закону:

$$i_a = I_{ma} \sin \omega t = \sqrt{2} I_a \sin \omega t; \quad (11.35)$$

$$\Phi = \Phi_m \sin(\omega t - \gamma), \quad (11.36)$$

где γ — угол, возникающий из-за потерь мощности в стали.

Мгновенное значение электромагнитного момента

$$\begin{aligned} M &= c_m \Phi_m \sin(\omega t - \gamma) I_{ma} \sin \omega t = \frac{\sqrt{2} c_m}{2} \times \\ &\times \Phi_m I_a \cos \gamma - \frac{\sqrt{2} c_m}{2} \Phi_m I_a \cos(2\omega t + \gamma). \end{aligned} \quad (11.37)$$

Графики изменения тока i_a , магнитного потока Φ и электромагнитного момента M показаны на рис. 11.17. Очевидно, что момент двигателя можно представить в виде двух составляющих — постоянной и переменной, изменяющейся с двойной частотой:

$$M_{\text{пост}} = 0,5 \sqrt{2} c_m \Phi_m I_a \cos \gamma; \quad (11.38)$$

$$M_{\text{пер}} = 0,5 \sqrt{2} c_m \Phi_m I_a \cos(2\omega t + \gamma). \quad (11.39)$$

Электромагнитный момент двигателя является переменным, а в отдельные промежутки времени — даже тормозным. Однако якорь двигателя вращается с равномерной частотой,

так как он имеет сравнительно большой момент инерции. Среднее значение момента

$$M_{\text{ср}} = M_{\text{пост}} = 0,5 \sqrt{2} c_M \Phi_m I_a \cos \gamma = c'_M \Phi_m I_a. \quad (11.40)$$

Характеристики при работе на переменном токе. Векторная диаграмма однофазного коллекторного двигателя (рис. 11.17, б) строится на основании уравнения

$$\dot{U} + \dot{E} = \dot{I}_a \sum R_a + j \dot{I}_a \sum X_a, \quad (11.41)$$

где $\sum R_a$ и $\sum X_a$ — сумма активных и реактивных сопротивлений в цепи обмотки якоря.

Электродвижущая сила, индуцируемая в обмотке якоря,

$$E = c'_e \Phi_m n. \quad (11.42)$$

Из (11.41) и (11.42) можно получить зависимость частоты вращения от тока якоря:

$$n = \frac{E}{c'_e \Phi_m} = \frac{\dot{U} - \dot{I}_a \sum R_a - j \dot{I}_a \sum X_a}{c'_e \Phi_m}. \quad (11.43)$$

На основании (11.40) и (11.43) строятся зависимости $n=f(I_a)$, $M=f(I_a)$ и $n=f(M)$. Так как способ возбуждения машины при работе на постоянном и переменном токе остается неизменным, а формулы (11.40) и (11.43) для частоты вращения n и момента M имеют такую же структуру, как и формулы (10.45) и (10.46), *механические характеристики двигателя при работе в двух указанных режимах будут приблизительно одинаковыми*. Однако при переменном токе в числителе (11.43) появляется дополнительный член $j \dot{I}_a \sum X_a$, сдвигающий механическую характеристику двигателя в область более низких частот вращения (рис. 11.18, а, кривая 2). Для того чтобы приблизить ее к механической характеристике при постоянном токе (кривая 1), *часть витков обмотки возбуждения при переходе на питание переменным током отключают*, т. е. уменьшают магнитный поток машин. При этом обеспечиваются одинаковые номинальные частоты вращения двигателя в обоих режимах работы (кривая 3).

В связи с уменьшением магнитного потока двигателя при работе на переменном токе его магнитная система оказывается менее насыщенной, чем при работе на постоянном токе. Поэтому при работе в рассматриваемом режиме зависимость $M=f(I_a)$ приближается к параболической; зависимость $n=f(I_a)$ — к гиперболической в большем диапазоне изменения тока, чем при постоянном токе, а механическая характеристика становится более мягкой.

Рабочие характеристики двигателя (рис. 11.18, б) при его работе на постоянном (сплошные линии) и переменном

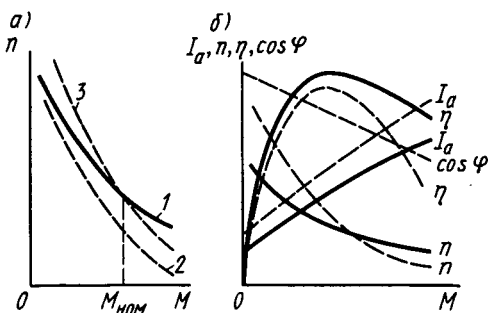


Рис. 11.18. Механические (а) и рабочие (б) характеристики универсального коллекторного двигателя

(штриховые линии) токе имеют приблизительно одинаковую форму. При переменном токе ток якоря больше, чем при постоянном, из-за появления реактивной составляющей и увеличения активной составляющей вследствие возрастания потерь в стали. По этим причинам КПД двигателя при переменном токе меньше, чем при постоянном.

При работе на постоянном токе регулирование частоты вращения осуществляют путем включения в цепь якоря реостата, а также изменения питающего напряжения и тока возбуждения (шунтирования обмотки возбуждения реостатом). При работе на переменном токе регулирование частоты вращения осуществляют в основном изменением питающего напряжения; реже — включением реостата в цепь якоря.

Коммутация при работе на переменном токе. В этом случае в коммутируемой секции кроме реактивной ЭДС e_p индуцируется еще трансформаторная ЭДС $e_{тр}$, так как эта секция сцеплена с переменным магнитным потоком. Реактивная ЭДС возникает так же, как и в машине постоянного тока, в результате изменения тока i_a в коммутируемой секции при переходе ее из одной параллельной ветви в другую. Однако в данном случае токи $+i_a$ и $-i_a$ в каждой параллельной ветви (рис. 11.19, а) не остаются постоянными, а изменяются по синусоидальному закону $i_a = i_{am} \sin \omega t =$

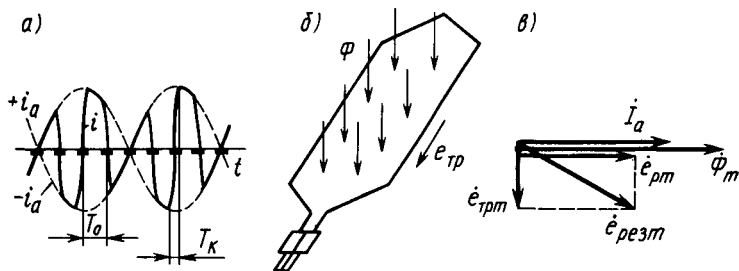


Рис. 11.19. Диаграммы, иллюстрирующие возникновение реактивной и трансформаторной ЭДС в универсальном коллекторном двигателе

$= (\sqrt{2}I_a/2a) \sin \omega t$. Следовательно, реактивная ЭДС, пропорциональная производной di_a/dt , будет зависеть от тока i_a в момент коммутации, т. е. в разные моменты времени она будет различной. Если пренебречь периодом коммутации T_k по сравнению с временем T_0 между двумя последовательными коммутациями, то можно считать, что производная

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{2i_a}{T_k} = \frac{\sqrt{2}I_a}{aT_k} \sin \omega t, \quad (11.44)$$

а реактивная ЭДС

$$e_p = -L_{\text{pez}} \frac{di_a}{dt} = -\frac{\sqrt{2}I_a}{aT_k} L_{\text{pez}} \sin \omega t = e_{\text{pm}} \sin \omega t, \quad (11.45)$$

где $e_{\text{pm}} = \sqrt{2}I_a L_{\text{pez}}/aT_k$ — максимальное значение реактивной ЭДС, соответствующее максимальному току якоря I_{am} .

Таким образом, реактивная ЭДС совпадает по фазе с током якоря, пропорциональна частоте вращения n (период коммутации T_k обратно пропорционален n) и току якоря I_a так же, как в машинах постоянного тока.

Трансформаторная ЭДС индуцируется в коммутируемой секции переменным магнитным потоком машины (рис. 11.19, б). Так как магнитный поток изменяется по закону $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$, то при установке щеток на геометрической нейтрали

$$e_{\text{tp}} = 2\pi f w_c \Phi_m \sin(\omega t - \pi/2), \quad (11.46)$$

где w_c — число витков в секции.

Следовательно, если не учитывать небольшого угла γ , то она будет сдвинута относительно реактивной ЭДС на 90° (рис. 11.19, в). Результирующая ЭДС в коммутируемой секции будет изменяться по синусоидальному закону и в некоторые моменты времени будет иметь максимальное значение

$$e_{\text{резт}} = \sqrt{e_{\text{pm}}^2 + e_{\text{tpm}}^2}. \quad (11.47)$$

Установка добавочных полюсов обеспечивает компенсацию реактивной ЭДС. Трансформаторная же ЭДС остается некомпенсированной и создает добавочный ток, замыкающийся через щетки. Это ухудшает коммутацию машины, а следовательно, может вызвать опасное искрение и значительные радиопомехи. Особенно неблагоприятные условия возникают при пуске двигателя в случае, когда трансформаторная ЭДС достигает большого значения из-за увеличенных значений пускового тока и потока возбуждения. По этой причине коллекторные машины переменного тока средней и большой мощности не получили широкого

применения. В универсальных коллекторных двигателях малой мощности трансформаторная ЭДС невелика и практически не ограничивает его нагрузку, как это имеет место в более мощных машинах. Однако срок службы щеток, коллектора и всей машины при работе на переменном токе сокращается по сравнению со сроком службы на постоянном токе.

§ 11.5. ЭЛЕКТРОМАШИННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ПОПЕРЕЧНЫМ ПОЛЕМ

Электромашинные усилители (ЭМУ) применяют в схемах автоматики для усиления управляющих сигналов, получаемых от различных датчиков, сельсинов, поворотных трансформаторов и других устройств.

Электромашинные усилители представляют собой специальные электрические генераторы постоянного или переменного тока, выходная мощность которых может изменяться в широких пределах путем изменения мощности управления. Отношение выходной мощности к мощности управления называют *коэффициентом усиления по мощности*. Современные ЭМУ имеют весьма большие коэффициенты усиления, необходимые для усиления сравнительно слабых управляющих сигналов.

Простейшим ЭМУ является обычный генератор постоянного тока с независимым возбуждением, у которого, как известно, мощность, подаваемая на обмотку возбуждения (управления), во много раз меньше мощности, получаемой на выходе от обмотки якоря. Усиление мощности в этой машине происходит за счет механической энергии, поступающей от приводного двигателя, что характерно для всех других ЭМУ. Однако в генераторах с независимым возбуждением нельзя получить большие коэффициенты усиления, необходимые для современных систем автоматического регулирования, поэтому разработан ряд специальных машин.

Существуют различные типы ЭМУ постоянного и переменного тока с различными принципами действия. Наиболее распространенным из них является ЭМУ постоянного тока с поперечным полем. Отечественная промышленность выпускает серию таких усилителей мощностью от нескольких сотен ватт до десятков киловатт.

Принцип действия. В схеме ЭМУ с поперечным полем (рис. 11.20) для простоты показана только одна обмотка управления U , хотя, как правило, таких обмоток несколько. Якорь ЭМУ приводится во вращение от постороннего (обычно асинхронного) двигателя и ничем не отличается от якоря обычной машины постоянного тока. На коллекторе устанавливается двойной комплект щеток: по поперечной q

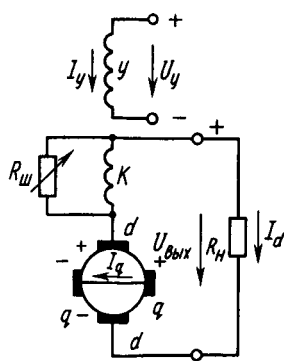


Рис. 11.20. Принципиальная схема включения ЭМУ с поперечным полем

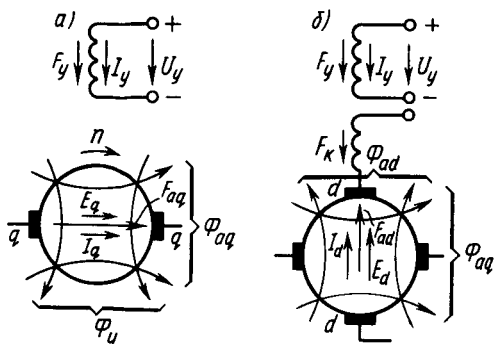


Рис. 11.21. Схема первой (а) и второй (б) ступеней в ЭМУ с поперечным полем

и продольной d осям. Щетки, установленные по поперечной оси, замыкаются накоротко, а к щеткам, расположенным по продольной оси, подключается сопротивление нагрузки R_n .

При подаче управляющего сигнала U_y на обмотку управления по ней проходит ток I_y , который создает небольшой продольный поток Φ_y (рис. 11.21, а). При вращении якоря этот поток индуцирует в обмотке якоря ЭДС, действующую между поперечными щетками:

$$E_q = c_e \Phi_y n. \quad (11.48)$$

Поскольку поперечные щетки замкнуты накоротко, по обмотке якоря будет проходить значительный ток:

$$I_q = E_q / \sum R_a, \quad (11.49)$$

так как суммарное сопротивление короткозамкнутой поперечной цепи $\sum R_a$ мало. При прохождении тока I_q по обмотке якоря возникает поперечный поток Φ_{aq} , во много раз больший потока Φ_y обмотки управления. Поток Φ_{aq} (рис. 11.21, б) индуцирует в обмотке якоря между продольными щетками ЭДС

$$E_d = c_e \Phi_{aq} n, \quad (11.50)$$

которая создает ток нагрузки

$$I_d = E_d / (R_n + \sum R_a). \quad (11.51)$$

Магнитодвижущая сила якоря F_{ad} , создаваемая током I_d , направлена встречно МДС обмотки управления F_y , поэтому продольный поток якоря Φ_{ad} будет размагничивать машину. Для компенсации МДС F_{ad} на статоре ЭМУ

помещают компенсационную обмотку K , которую включают в цепь нагрузки; для точного регулирования МДС компенсационной обмотки F_K параллельно ей присоединяют шунтирующий реостат $R_{ш}$ (см. рис. 11.20).

Из рассмотрения принципа действия ЭМУ с поперечным полем видно, что изменяя небольшой ток I_y в обмотке управления, можно управлять значительным током I_d в цепи нагрузки.

Коэффициент усиления ЭМУ представляет собой отношение выходной мощности ко входной:

$$k_y = P_{\text{вых}2} / P_{\text{вх}1}. \quad (11.52)$$

Электромашинный усилитель с поперечным полем можно рассматривать как генератор постоянного тока, состоящий из двух ступеней, включенных в каскад. В первой ступени магнитный поток создается обмоткой управления, а выходной обмоткой служит обмотка якоря, замкнутая накоротко проводником, включенным между поперечными щетками. Выходная мощность первой ступени $P_{\text{вых}1}$ является одновременно входной мощностью второй ступени $P_{\text{вх}2}$.

Учитывая, что $P_{\text{вых}1} = P_{\text{вх}2}$, коэффициент усиления

$$k_y = \frac{P_{\text{вых}2}}{P_{\text{вх}1}} = \frac{P_{\text{вых}1}}{P_{\text{вх}1}} \cdot \frac{P_{\text{вых}2}}{P_{\text{вх}2}} = k_{y1} k_{y2}, \quad (11.53)$$

где $k_{y1} = P_{\text{вых}1} / P_{\text{вх}1}$ — коэффициент усиления первой ступени; $k_{y2} = P_{\text{вых}2} / P_{\text{вх}2}$ — коэффициент усиления второй ступени,

Общий коэффициент усиления усилителя

$$k_y = k_{y1} k_{y2} = \frac{c_e^2 w_a^2 w_y^2 n^4}{(\sum r + R_n) \sum r^2 r_y R_{md}^2 R_{mq}^2}, \quad (11.54)$$

где w_a , w_y — число витков обмотки соответственно якоря и управления; R_y и R_n — сопротивления обмотки управления и нагрузки; R_{md} и R_{mq} — магнитные сопротивления соответственно по продольной и поперечной осям машины.

Устройство. Обычно при мощности машины до нескольких киловатт ЭМУ и приводной асинхронный двигатель располагают в общем корпусе (рис. 11.22). Они имеют общий вал, на котором устанавливают пакет ротора приводного двигателя, якорь усилителя и его коллектор. При больших мощностях усилитель выполняют как самостоятельную машину и соединяют муфтой с приводным двигателем. Из (11.54) следует, что для получения большого коэффициента усиления необходимо увеличивать частоту вращения ЭМУ; при использовании приводного асинхронного двигателя она составляет ~ 3000 об/мин. Чтобы уменьшить магнитные сопротивления по продольной R_{md} и поперечной R_{mq} осям, воздушный зазор между статором и ротором выполняют небольшим. При увеличении числа

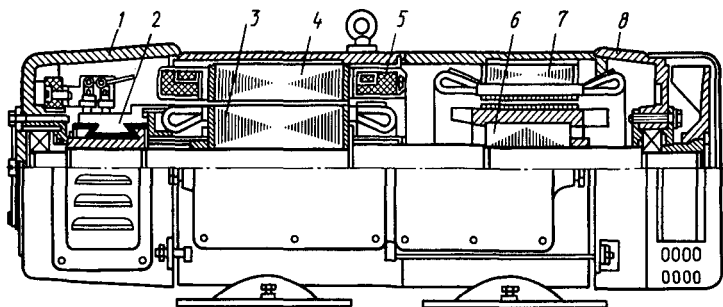


Рис. 11.22. Устройство ЭМУ с поперечным полем:

- 1, 8—подшипниковые щиты; 2—коллектор усилителя; 3—якорь усилителя;
4—статор усилителя; 5—обмотка статора усилителя; 6—ротор двигателя;
7—статор двигателя

витков w_a обмотки якоря коэффициент усиления возрастает; однако чем больше число витков в обмотке якоря, тем больше ее индуктивность, а следовательно, ниже быстродействие усилителя. Чтобы получить высокое быстродействие, магнитопровод машины выполняют целиком шихтованным. Это уменьшает вихревые токи, возникающие при резких изменениях тока управления, и способствует быстрому изменению магнитного потока в соответствии с изменением сигнала управления.

Наличие двойного комплекта щеток (по продольной и поперечной осям) заставляет принимать специальные меры для обеспечения безыскровой коммутации в ЭМУ. Чтобы обеспечить хорошую коммутацию под продольными щетками, главные полюсы делают «расщепленными» (рис. 11.23), т. е. каждый полюс разделяют на две части. Между ними располагают добавочные полюсы с соответствующими обмотками, которые и создают необходимое магнитное поле в зоне коммутации.

По поперечной оси машины добавочные полюсы не устанавливают, поэтому для обеспечения безыскровой коммутации под поперечными щетками в ЭМУ предусматривают специальную поперечную подмагничивающую обмотку. При наличии ее поперечный поток Φ_{aq} , требуемый для создания ЭДС E_d , получается не только от МДС якоря F_{aq} , но и от МДС подмагничивающей обмотки F_p . Это позволяет уменьшить ток I_q и МДС F_{aq} , что благоприятно сказывается на работе поперечных щеток. Магнитную систему машины выполняют обычно с неявновыраженными полюсами и с $2p=2$.

Обмотки управления размещают в больших пазах статора, расположенных по поперечной оси машины, и выполняют в виде нескольких (в данном случае—четырех) катушек, имеющих отдельные выводы. Компенсационную обмотку

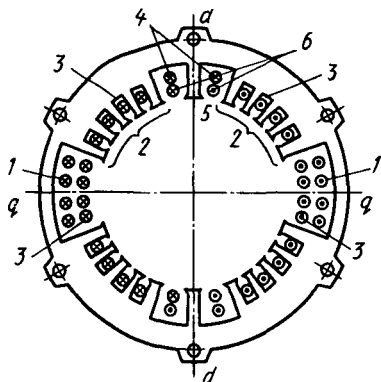


Рис. 11.23. Схема расположения обмоток на статоре ЭМУ с поперечным полем:

1 — обмотка управления; 2 — части расщепленного главного полюса; 3 — компенсационная обмотка; 4 — коллекторная подмагничивающая обмотка; 5 — добавочный полюс; 6 — обмотка добавочного полюса

обычно выполняют распределенной и располагают в нескольких пазах. В пазах, расположенных по продольной оси машины, размещают обмотку дополнительных полюсов и поперечную подмагничивающую обмотку. Для уменьшения влияния явления намагничивания на работу ЭМУ вокруг спинки статора наматывают размагничивающую обмотку, питаемую переменным током (на рис. 11.25 она не показана). Поток этой обмотки замыкается в сердечнике статора, не проходя в якорь, и способствует уменьшению н. с. остаточного магнетизма, которая создает погрешности в характеристиках ЭМУ.

Характеристики. Электромашинный усилитель с поперечным полем выполняется с ненасыщенной магнитной системой, поэтому выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ этой машины пропорционально току управления I_y . Зависимость $U_{\text{вых}} = f(I_y)$ при $n = \text{const}$ и $R_n = \text{const}$ называется *регулирующей характеристикой* (рис. 11.24, а). Внешние характеристики машины $U_{\text{вых}} = f(I_d)$ при $I_y = \text{const}$ и $n = \text{const}$ представляют собой прямые (рис. 11.24, б), угол наклона которых к оси абсцисс зависит от степени компенсации компенсационной обмотки МДС F_{ad} . При недокомпенсации напряжение $U_{\text{вых}}$ уменьшается с ростом тока нагрузки I_d (прямая 1) из-за размагничивающего действия потока якоря Φ_{ad} . При перекомпенсации напряжение $U_{\text{вых}}$ растет с увеличением тока I_d (прямая 3); при такой характеристике работа ЭМУ неустойчива. При

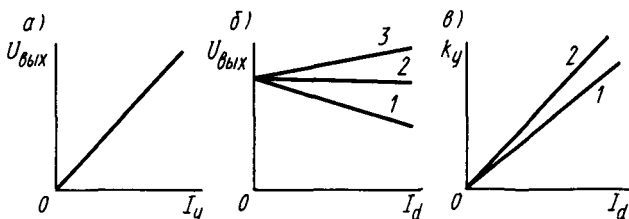


Рис. 11.24. Регулирующая и внешняя характеристики ЭМУ с поперечным полем, зависимости коэффициента усиления от тока нагрузки

точной компенсации МДС F_{ad} напряжение $U_{\text{вых}}$ с ростом тока I_d падает незначительно лишь за счет падения напряжения в цепи якоря (прямая 2). Обычно ЭМУ выпускают с небольшой перекомпенсацией, при которой $F_k/F_{ad}=1,05$; в этом случае внешняя характеристика располагается почти горизонтально.

Коэффициент усиления по мощности (11.54) обратно пропорционален сопротивлению нагрузки R_n , т. е. прямо пропорционален току I_d . На рис. 11.24, в показаны зависимости $k_y=f(I_d)$ при $n=\text{const}$ и $I_y=\text{const}$ при различной степени компенсации МДС F_{ad} . Очевидно, чем больше ток нагрузки, тем больше и коэффициент усиления по мощности. При недокомпенсации (прямая 1) коэффициент усиления меньше, чем при полной компенсации (прямая 2).

§ 11.6. ОДНОЯКОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Одноякорные преобразователи представляют собой комбинацию генератора и электродвигателя, смонтированных в одной машине (рис. 11.25). Обмотки якоря преобразователя низшего и высшего напряжений заложены в одни и те же пазы и подведены соответственно к коллекторам низшего и высшего напряжений. Магнитная система обмоток высшего и низшего напряжений общая и возбуждается параллельной или компаундной обмоткой, подключенной к щеткам низшего напряжения. Соотношение между ЭДС, наводимыми в якорных обмотках, определяется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= \frac{p}{a_1} \frac{n}{60} N_1 \Phi; \\ E_2 &= \frac{p}{a_2} \frac{n}{60} N_2 \Phi, \end{aligned} \right\} \quad (11.55)$$

где a_1 , a_2 — число параллельных ветвей соответствующих обмоток якоря; N_1 , N_2 — число активных проводников этих

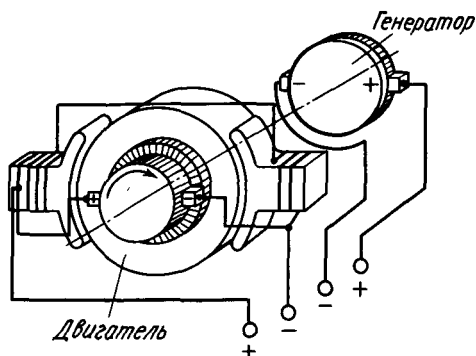


Рис. 11.25. Принципиальная схема одноякорного преобразователя

обмоток; p — число пар полюсов; n — частота вращения; Φ — общий магнитный поток.

При этом отношение

$$E_2/E_1 = (N_2/a_2)/(N_1/a_1) = k_r \quad (11.56)$$

является коэффициентом трансформации.

В рассматриваемом преобразователе результирующий магнитный поток Φ мало изменяется с изменением нагрузки. Это объясняется тем, что реакция якоря весьма незначительна и почти не сказывается на рабочем процессе преобразователя. В генераторах ЭДС E_2 и ток I_2 , протекающий по якорной цепи, имеют одинаковые направления. В двигателе ЭДС E_1 и ток I_1 имеют противоположные направления. Таким образом, токи, проходящие по первичной и вторичной обмоткам одноякорного преобразователя, имеют различные направления, вследствие чего поля реакции якоря, создаваемые этими токами, взаимно компенсируются и основной магнитный поток Φ остается примерно постоянным.

Так как стороны низшего и высшего напряжений имеют общую магнитную систему, то изменить вторичное напряжение путем изменения тока в параллельной обмотке возбуждения преобразователя нельзя. Вторичное напряжение зависит от падений напряжения в первичной и вторичной обмотках якоря, а также от первичного напряжения.

Действительно, для первичной обмотки, играющей роль обмотки двигателя, можно записать:

$$U_1 = E_1 + I_1 R_1. \quad (11.57)$$

Соответственно для вторичной обмотки, играющей роль обмотки генератора,

$$U_2 = E_2 - I_2 R_2. \quad (11.58)$$

Умножив уравнение (11.57) на коэффициент трансформации k_r , получаем: $U_1 k_r = E_1 k_r + I_1 R_1 k_r$ или $E_1 k_r = E_2 = (U_1 - I_1 R_1) k_r$.

Подставляя полученное выражение (11.58), запишем

$$U_2 = U_1 k_r - (I_1 R_1 k_r + I_2 R_2). \quad (11.59)$$

При рассмотрении уравнения (11.59) можно сделать следующие выводы. Здесь не фигурирует частота вращения n , т. е. вторичное напряжение не зависит от частоты вращения, следовательно, оно не зависит и от тока возбуждения, который определяет значение n . При увеличении нагрузки и постоянном напряжении $U_1 = \text{const}$, вторичное напряжение U_2 уменьшается, так как при увеличении нагрузки возрастают токи I_1 и I_2 и соответствующие падения напряжения в обмотках якоря.

Недостатком рассматриваемых преобразователей является их низкий КПД (0,5...0,3 мощности порядка 1 кВт).

НАГРЕВАНИЕ И РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

§ 12.1. НАГРЕВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Нагрузочная способность электрических машин в большинстве случаев определяется условиями нагревания, так как *повышение температуры является главной причиной, ограничивающей мощность машины при длительных и кратковременных нагрузках*. С увеличением нагрузки возрастают потери энергии в машине, повышается количество выделившейся теплоты и при чрезмерной нагрузке температура отдельных ее частей может превысить допустимые пределы.

Уравнение нагревания. Процессы нагревания и охлаждения во всех типах электрических машин происходят по общим законам, так как любую электрическую машину можно в первом приближении рассматривать как некоторое идеальное однородное твердое тело. В действительности электрическая машина не является таким телом, а представляет собой совокупность ряда частей (обмоток, элементов магнитопроводов, конструктивных деталей), которые имеют различные теплопроводность, теплоемкость и условия охлаждения, вследствие чего температура их также различна. Тем не менее, несмотря на сложный характер распределения тепловых полей в электрической машине и недостаточную точность тепловых расчетов, основанных на указанном предположении, оно позволяет установить некоторые общие закономерности изменения температуры машины в процессах нагревания и охлаждения.

Потери энергии, возникающие в электрической машине, выделяются в виде теплоты, повышающей температуру обмотки и магнитопровода. За промежуток времени dt в электрической машине выделяется тепловая энергия $dQ = \Delta P dt$, которая частично расходуется на повышение температуры машины на величину $d\theta$, а частично отводится в окружающее пространство. В любой момент времени в машине имеется баланс тепловой энергии

$$\boxed{dQ = \Delta P dt = c m d\theta + k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \theta dt}, \quad (12.1)$$

где $c m d\theta$ — часть тепловой энергии, которая накапливается в машине и вызывает повышение ее температуры; $k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \theta dt$ — часть тепловой энергии, рассеивающейся в окружающее пространство; c — удельная теплоемкость машины

(количество теплоты, вызывающее повышение температуры 1 кг массы машины на 1°C); m — массы машины; $k_{\text{то}}$ — коэффициент теплоотдачи с поверхности (количество теплоты, рассеиваемое с 1 м^2 поверхности охлаждения машины в течение 1 с при разности между ее температурой и температурой окружающей среды в 1°C), который определяется интенсивностью охлаждения электрической машины; $S_{\text{охл}}$ — поверхность охлаждения машины; θ — превышение температуры машины над температурой окружающей среды.

По мере увеличения температуры электрической машины и величины θ возрастает количество теплоты, рассеиваемой в окружающую среду, и уменьшается часть теплоты, вызывающей повышение температуры машины. При некотором превышении температуры θ_∞ наступает установившийся тепловой процесс, при котором вся выделяемая в машине теплота отдается окружающей среде. В этом случае величина $cm d\theta = 0$ и уравнение теплового баланса принимает вид

$$\Delta P dt = k_{\text{то}} S_{\text{охл}} \theta_\infty dt. \quad (12.2)$$

Величину θ_∞ называют *установившимся превышением температуры*:

$$\theta_\infty = \Delta P / (k_{\text{то}} S_{\text{охл}}). \quad (12.3)$$

Уравнение теплового баланса с учетом (12.3) будет:

$$k_{\text{то}} S_{\text{охл}} (\theta_\infty - \theta) dt = cm d\theta. \quad (12.4)$$

Решая дифференциальное уравнение (12.4) при условии, что в начальный момент (при $t=0$) электрическая машина уже имеет некоторое превышение температуры θ_0 над окружающей средой, получаем

$$\theta = \theta_\infty (1 - e^{-t/T}) + \theta_0 e^{-t/T}, \quad (12.5)$$

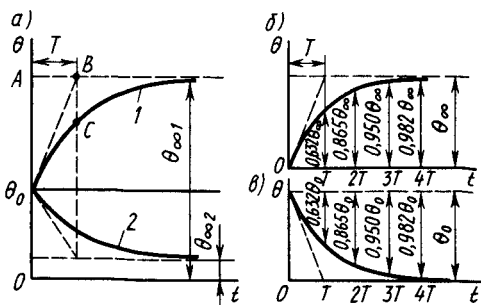
где T — *постоянная времени нагревания*

$$T = cm / (k_{\text{то}} S_{\text{охл}}). \quad (12.6)$$

Кривые нагревания и охлаждения. Из (12.5) следует, что величина θ в процессе нагревания и охлаждения электрической машины изменяется по экспоненциальному закону. При нагревании превышение температуры θ возрастает (рис. 12.1, а, кривая 1), асимптотически приближаясь к установившемуся значению $\theta_{\infty 1}$, соответствующему определенным величинам ΔP_1 , $S_{\text{охл}1}$ и $k_{\text{то}1}$. Это может происходить при возрастании потерь мощности (т. е. нагрузки) машины или уменьшении интенсивности ее охлаждения.

При охлаждении превышение температуры θ уменьшается (кривая 2) до установившегося значения $\theta_{\infty 2}$, соответствующего другим значениям ΔP_2 и $k_{\text{то}2}$. Это может происходить при уменьшении потерь ΔP или увеличении интенсивности охлаждения. В начальной точке 0 (при $t=0$) производная

Рис. 12.1. Кривые нагревания (1) и охлаждения (2) электрической машины



$d\theta/dt = (\theta_{\infty} - \theta_0)/T$. Следовательно, постоянную времени T можно представить в виде отрезка AB , отсекаемого касательной (проведенной к кривой нагревания при $t=0$) на прямой, параллельной оси абсцисс и соответствующей установившемуся превышению температуры θ_{∞} . Формулу (12.6) с учетом (12.3) можно представить в виде

$$T = (cm/\Delta P)\theta_{\infty}. \quad (12.7)$$

Таким образом, физически величину T можно рассматривать как время, в течение которого превышение температуры θ достигло бы установившегося значения θ_{∞} , если бы скорость возрастания температуры оставалась все время неизменной. Такие условия имели бы место, если бы в процессе нагревания и охлаждения машины не происходило отдачи теплоты окружающей среде. Но так как в действительности часть тепловой энергии рассеивается в окружающее пространство, то за время $t=T$ превышение температуры достигает лишь значения, соответствующего точке C (рис. 12.1, а).

Кривые 1 и 2 показывают характер изменения превышения температуры θ электрической машины соответственно при увеличении нагрузки, например, от $P_{\text{ном}}$ до $1,5P_{\text{ном}}$ (когда возрастают ΔP и θ_{∞}), при уменьшении ее от $P_{\text{ном}}$ до $0,5P_{\text{ном}}$ (когда уменьшается ΔP и θ_{∞}).

Если машина включается в работу после сравнительно длительного пребывания в отключенном состоянии (когда она приобретает температуру окружающей среды), то $\theta_0 = 0$ (рис. 12.1, б) и уравнение (12.5) упрощается:

$$\theta = \theta_{\infty}(1 - e^{-t/T}). \quad (12.8)$$

Если машина отключается от сети, то $\Delta P = 0$ и происходит ее охлаждение до температуры окружающей среды. При этом $\theta_{\infty} = 0$ (рис. 12.1, в) и

$$\theta = \theta_0 e^{-t/T}. \quad (12.9)$$

Из рассмотрения кривой 1 нагревания электрических машин следует, что при достаточно большой продолжительности

работы, когда $t = (3...4)T$, величина $e^{-t/T}$ становится весьма малой и превышение температуры достигает приблизительно значения θ_{∞} . В этом случае наступает практически установившийся тепловой режим, называемый *продолжительным* (или *длительным*).

Из формулы (12.6) следует, что постоянная времени нагревания T обратно пропорциональна теплоотдаче $k_{\text{то}}S_{\text{охл}}$, поэтому хорошо вентилируемые машины имеют меньшие постоянные времени. При уменьшении интенсивности вентиляции постоянная времени T увеличивается. Например, в машинах с самовентиляцией снижение частоты вращения и останов машины приводят к возрастанию T , поэтому для них постоянная времени при охлаждении $T_{\text{охл}}$ примерно в 2...3 раза больше постоянной времени при нагревании T .

Для электрических машин различных мощностей величина $T = 0,3...2$ ч, для микромашин $T = 3...10$ мин.

Допускаемые превышения температуры. В процессе работы электрической машины происходят необратимые изменения изоляции, которые называют *старением изоляции*. При этом прежде всего изменяются механические свойства изоляции: снижается механическая прочность — она становится хрупкой и образуются трещины. Наличие трещин в изоляции снижает ее электрическую прочность. Вследствие этого может возникнуть пробой изоляции, после чего электрическая машина требует капитального ремонта.

Электрические машины обычно рассчитывают на срок службы 15...20 лет без капитального ремонта. Для того чтобы обеспечить заданный срок службы электрической машины, ее нужно правильно спроектировать, хорошо изготовить и при эксплуатации избегать режимов работы, вызывающих преждевременный выход из строя различных частей машины, т. е. необходимо предотвратить преждевременное старение изоляции.

Главные причины старения изоляции следующие: высокая температура; большие перепады температуры между отдельными деталями машины; электрическое поле; повышенная влажность; механические усилия.

Высокая температура вызывает окисление составляющих изоляции, вследствие чего снижается ее механическая прочность, появляются трещины, по которым при наличии влаги происходит пробой. Поэтому для обеспечения заданного срока службы электрических машин температура нагревания отдельных их частей должна быть ограничена. При повышении температуры происходит интенсивный износ изоляции и быстрое ее разрушение. Следовательно, максимальная температура, при которой может работать электрическая машина, определяется нагревостойкостью применяемой в ней изоляции. Чем выше допускаемая предельная температура отдельных частей машины, тем меньше срок ее службы

из-за постепенного старения изоляции. Однако чем выше эта температура, тем больше можно нагрузить данную машину.

Электроизоляционные материалы, применяемые в электрических машинах, в зависимости от нагревостойкости подразделяют, согласно ГОСТу, на семь классов, характеристики которых приведены ниже.

Класс изоляции	Y	A	E	B	F	H	C
Предельная допустимая температура при длительной работе, °C	80	105	120	130	155	180	Более 180

Наиболее чувствительны к высоким температурам материалы, выполненные из целлюлозы, бумаги, шелка и т. п., применяемые в изоляции класса А и Е. В изоляции класса В в первую очередь окисляются связующие материалы и пропитывающие лаки. Изоляция классов F и H, как и изоляция класса В, выполняется на основе слюды, асбеста и стекловолокна, но имеет связующие с более высокой нагревостойкостью.

Экспериментальные исследования показали, что старение изоляции (в годах) под действием температуры может приближенно определяться по формуле

$$t_{из} = A e^{-\alpha v}, \quad (12.10)$$

где A и α — коэффициенты, зависящие от класса изоляции; v — температура, °C.

Для изоляции класса А можно принимать $\alpha \approx 0,088$; $K = 7,15 \cdot 10^4$. Из формулы (12.10) следует, что с увеличением температуры резко возрастает интенсивность старения изоляции. Так, например, для изоляции класса А при температуре $v = 95^\circ \text{C}$ срок службы изоляции $t_{из} \approx 16$ лет; при $v = 110^\circ \text{C}$ срок службы $t_{из} \approx 4$ года, а при $v = 150^\circ \text{C}$ срок службы изоляции сокращается до нескольких дней. При ориентировочных расчетах принимают, что повышение температуры на 8° сверх 100°C снижает срок службы изоляции класса А в 2 раза («правило восьми градусов»). Зависимость срока службы от температуры для изоляции класса В имеет такой же характер, как и для изоляции класса А, но сдвинута на 20°C . Следовательно, и для других видов изоляции справедливы общие соображения, сделанные относительно изоляции класса А, в частности справедливо и «правило восьми градусов».

Поскольку главной причиной, вызывающей старение изоляции, является высокая температура, она нормируется стандартами и техническими условиями.

В табл. 12.1 приведены установленные ГОСТом предельно допустимые превышения температуры $\theta_{\max}$ для некоторых частей электрических машин общепромышленного применения (при измерении температуры обмоток по методу сопротивления, а температуры сердечников, коллекторов и контактных колец — с помощью термометров).

Таблица 12.1

Элементы машины	Допустимые превышения температуры для классов изоляции, °С				
	А	Е	В	Ф	Н
Обмотки якоря, соединенные с коллектором, и обмотки переменного тока машин мощностью до 5000 кВт · А	60	75	80	100	125
Многослойные обмотки возбуждения машин постоянного и переменного тока	60	75	80	100	125
Однорядные обмотки возбуждения с оголенными поверхностями	65	80	90	110	135
Сердечники и другие стальные элементы, соприкасающиеся с изолированными обмотками	60	75	80	100	125
Коллекторы и контактные кольца	60	70	80	90	100

Максимально допустимую температуру обмотки можно найти путем сложения максимально допустимого превышения температуры $\theta_{\max}$ с условной температурой v_0 окружающей среды $v_{\max} = \theta_{\max} + v_0$. При этом принимают $v_0 = 40^\circ \text{С}$. Если температура окружающей среды превышает расчетную, допустимое превышение температуры обмотки в эксплуатации должно быть снижено, чтобы температура обмотки не превышала $v_{\max}$. Если температура окружающей среды меньше расчетной, но в эксплуатации допускается соответственно увеличивать максимально допустимое превышение температуры обмотки $\theta_{\max}$, но не более чем на 10°С по сравнению с значением, установленным ГОСТом. При работе машины в горных местностях, где из-за понижения барометрического давления ухудшается теплоотдача, стандарты предусматривают некоторое уменьшение допустимых превышений температуры.

Приведенные в табл. 12.1 значения $\theta_{\max}$ являются среднестатистическими для электрических машин со сроком службы 8...15 лет. Однако в ряде случаев при выполнении специальных машин сокращают срок службы машины и допускают более высокие значения $\theta_{\max}$. При этом представляется возможным увеличить мощность в тех же габаритах или же выполнить машину заданной мощности с меньшими массой и размерами.

§ 12.2. РЕЖИМЫ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

В зависимости от характера изменения нагрузки электрические машины могут работать в различных номинальных режимах: продолжительном, кратковременном, повторно-кратковременном и перемежающемся.

Продолжительный режим. *Продолжительным* называют режим работы электрической машины, при котором она работает с неизменной нагрузкой и время работы настолько велико, что превышение температуры θ над температурой окружающей среды достигает установившегося значения θ_∞ (рис. 12.2, а).

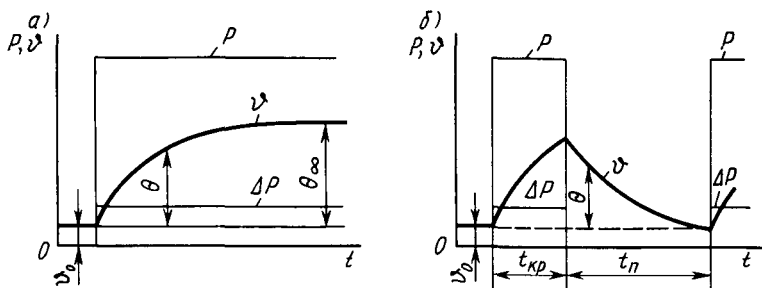


Рис. 12.2. Кривые изменения P , ΔP и η при работе электрической машины в продолжительном (а) и кратковременном (б) режимах

Из (12.3) следует, что при заданных размерах охлаждающей поверхности $S_{\text{охл}}$ и интенсивности охлаждения, определяемого коэффициентом $k_{\text{то}}$, электрическая машина может быть нагружена только до определенной мощности, при которой ее потери ΔP не превышают значения, соответствующего максимально допустимому превышению температуры θ_{max} . Величина θ_{max} определяется нагревостойкостью изоляции обмоток, применяемой в данной машине.

Мощность P , при которой $\theta_{\infty} = \theta_{\text{max}}$, называют *номинальной мощностью продолжительного режима* P_{∞} . Она является основным параметром, характеризующим нагрузочную способность электрической машины при продолжительном режиме работы. Под величиной P_{∞} понимают ту наибольшую мощность, которую может отдать машина, непрерывно работающая в течение неограниченного времени (в двигателях — $P_{\text{мех}}$, в генераторах — $P_{\text{эл}}$), с нормально действующей вентиляцией при условии, что температура ее отдельных частей не превышает установленных значений, определяемых классом применяемой изоляции. Обычно при работе с мощностью P_{∞} превышение температуры отдельных частей достигает установившегося значения через 3...6 ч для машин средней и большой мощности и через 10...30 мин для микромашин, после чего вся выделяющаяся теплота отдается окружающей среде. Для того чтобы превышение температуры электрической машины θ_{∞} при определенной нагрузке не превышало максимально допустимого значения θ_{max} , машина должна иметь достаточные размеры охлаждающей поверхности $S_{\text{охл}}$. При заданной величине $S_{\text{охл}}$ требуемую величину $\theta_{\infty} \leq \theta_{\text{max}}$ можно обеспечить, увеличивая коэффициент $k_{\text{то}}$, т. е. повышая интенсивность охлаждения.

Кратковременный режим. При кратковременном режиме работа электрической машины с постоянной нагрузкой чередуется с ее отключениями (рис. 12.2, б). При этом периоды $t_{\text{кр}}$ нагрузки не настолько длительны, чтобы

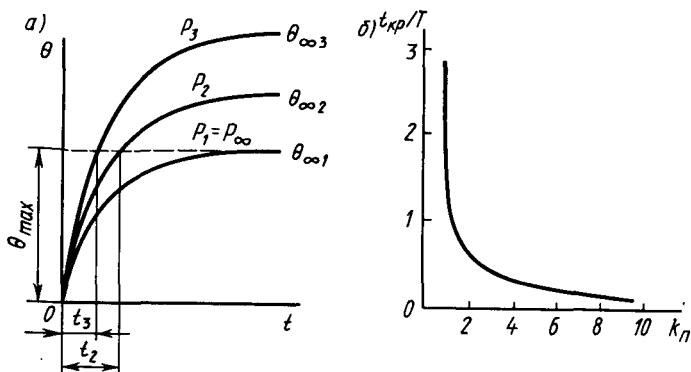


Рис. 12.3. Кривые нагревания электрической машины при работе ее с различными нагрузками (а) и зависимость допустимого времени работы машины от степени перегрузки (б)

превышение температуры машины θ могло достигнуть установившегося значения θ_{∞} , а периоды отключения t_n (паузы) достаточно велики, чтобы она успела охладиться до температуры окружающей среды θ_0 . Для машин общего применения ГОСТ устанавливает следующие продолжительности рабочего периода: 10, 30, 60 и 90 мин. Однако в условиях эксплуатации продолжительность рабочего периода $t_{кр}$ может быть различной.

При работе машины с перегрузкой, т. е. мощностями P_2 и P_3 , большими, чем $P_1 = P_{\infty}$, величины $\theta_{\infty 2}$ и $\theta_{\infty 3}$ больше, чем $\theta_{\max}$ (рис. 12.3, а). Следовательно, продолжительная работа машины при таких мощностях недопустима, и время ее работы должно быть ограничено. Чем больше отдаваемая мощность P (а следовательно, и потери ΔP), тем больше величина θ_{∞} и интенсивнее нарастает превышение температуры θ в процессе нагрева. Таким образом, чем больше нагрузка машины, тем меньшее время она может работать до момента достижения величины $\theta_{\max}$. Например, при работе машины с мощностью $P_3 > P_2$ допустимое время ее работы $t_3 > t_2$. И, наоборот, меньшее время работы машины соответствует большей мощности, которую она может развивать. Допустимую продолжительность кратковременного режима $t_{кр}$, при которой превышение температуры $\theta_{кр}$ не возрастает свыше величины $\theta_{\max}$, можно получить из формулы

$$\theta_{кр} = \theta_{\infty} (1 - e^{-t_{кр}/T}). \quad (12.11)$$

Следовательно, при кратковременном режиме можно допустить значения θ_{∞} , в $1/(1 - e^{-t_{кр}/T})$ раз больше, чем при длительном режиме работы. Во столько же раз могут

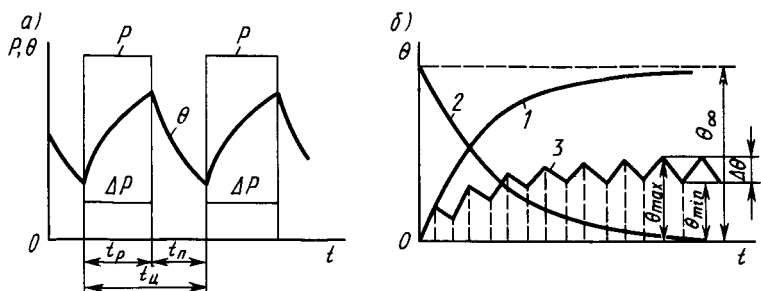


Рис. 12.4. Кривые изменения P , ΔP и θ при работе электрической машины в повторно-кратковременном режиме

быть увеличены и допустимые значения потерь мощности ΔP . Поэтому машины заданной мощности, рассчитанные для кратковременного режима, имеют значительно меньшие габаритные размеры и массу, чем машины, рассчитанные для длительной работы.

На рис. 12.3, б показана зависимость продолжительности работы электрической машины от степени ее перегрузки по потерям $k_{\pi} = \Delta P / \Delta P_{\infty}$. При кратковременных перегрузках длительностью 2...3 мин можно считать, что нагревание происходит без отдачи теплоты (адиабатически). При этом величина θ нарастает по линейному закону

$$\theta = \Delta P t / (cm). \quad (12.12)$$

Повторно-кратковременный режим. В современной технике электрические машины часто работают в повторно-кратковременном режиме. При этом режиме (рис. 12.4, а) периоды работы машины под нагрузкой t_p периодически чередуются с периодами отключения машины (паузами) t_n , вследствие чего общее время работы машины разбивается на периодически повторяющиеся циклы продолжительностью $t_u = t_p + t_n$. При этом за периоды t_p нагрузки превышение температуры не достигает установившегося значения, а за периоды отключения машина не успевает охладиться до температуры окружающей среды. Согласно ГОСТу время цикла t_u при работе машины в этом режиме не должно превышать 10 мин. Повторно-кратковременный режим характеризуется продолжительностью включения (%):

$$ПВ = (t_p / t_u) 100 = [t_p / (t_p + t_n)] 100. \quad (12.13)$$

Стандартные значения $ПВ$ составляют 15, 25, 40 и 60%. При работе в повторно-кратковременном режиме кривая нагревания 3 приобретает пилообразный характер (рис. 12.4, б), так как периоды нагревания чередуются с периодами охлаждения. Во время рабочего периода t_p величина θ возрастает в соот-

ветствии с кривой нагревания машины 1; во время паузы t_n она уменьшается в соответствии с кривой охлаждения 2.

При достижении установившегося режима превышение температуры составляет от $\theta_{\max}$ до $\theta_{\min}$ причем величина $\theta_{\max}$ меньше превышения температуры θ_{∞} , которую имела бы машина при непрерывной работе с той же нагрузкой. Так как постоянная времени нагревания в 5...10 раз превышает рабочий 10-минутный цикл, разница между $\theta_{\max}$ и $\theta_{\min}$ будет небольшой и практически устанавливается превышение температуры, определяемое средними потерями за цикл. Это позволяет в период t_p нагрузки увеличить реализуемую мощность по сравнению с мощностью в продолжительном режиме. Следовательно, при повторно-кратковременном режиме можно допустить большие нагрузки, чем при длительной непрерывной работе. Отношение потерь мощности в машине, работающей при повторно-кратковременном и продолжительном режимах, при которых достигаются одинаковые установившиеся превышения температуры,

$$\Delta P_{п-к} / \Delta P_{прод} = [1 - e^{-(t_p/T + t_n/T)}] / (1 - e^{-t_p/T_n}), \quad (12.14)$$

где $\Delta P_{п-к}$ и $\Delta P_{прод}$ — потери мощности при повторно-кратковременном и продолжительном режимах; T_n и T — постоянные времени для неподвижной и работающей машины.

На практике при определении мощности, которую может развивать электрическая машина при повторно-кратковременном режиме, часто исходят из эквивалентного тока:

$$I_{\text{эkv}} = I_p \sqrt{t_p / (t_p + t_n)} = I_p \sqrt{PB}, \quad (12.15)$$

где I_p — действительный ток машины в рабочий период t_p .

Если машина рассчитана на работу при повторно-кратковременном режиме PB_1 , то при работе ее в режиме PB_2 силу тока, определяющую развиваемую мощность P , можно увеличить или уменьшить пропорционально:

$$P_1 / P_2 = I_1 / I_2 = \sqrt{PB_2 / PB_1}. \quad (12.16)$$

Из формулы (12.16) следует, что при $PB = 60\%$ машина может развить мощность, приблизительно равную $1,3P_{\infty}$, при $PB = 40\%$ — мощность $1,6P_{\infty}$, при $PB = 25\%$ — мощность $2P_{\infty}$; при $PB = 15\%$ — мощность $2,6P_{\infty}$, где P_{∞} — мощность при длительном режиме работы (при $PB = 100\%$).

Перемежающийся режим. В этом режиме (рис. 12.5) кратковременные периоды работы под нагрузкой (рабочие периоды) чередуются с периодами холостого хода (паузами).

Перемежающийся режим характеризуется *относительной продолжительностью нагрузки* (%):

$$ПН = (t_p / t_n) 100 = [t_p / (t_p + t_0)] 100, \quad (12.17)$$

где t_p — время работы; t_0 — время холостого хода.

Стандартные значения $ПВ$ составляют 15, 25, 40 и 60%. Продолжительность цикла $t_{\text{ц}}$ принимают равной 10 мин. Характер изменения ϑ и θ при этом режиме аналогичен характеру изменения тех же параметров при повторно-кратковременном режиме. За время t_p и t_0 температура машины ν и превышения температуры θ не достигают установившихся значений.

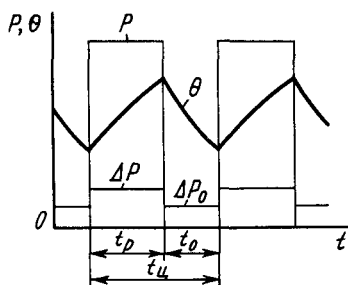


Рис. 12.5. Кривые изменения P , ΔP и θ при работе электрической машины в перемежающем режиме

Дополнительные номинальные режимы.

Кроме основных номинальных режимов работы в качестве дополнительных (рекомендуемых) ГОСТ устанавливает режимы работы, при которых нагрузка имеет циклический характер:

- а) повторно-кратковременный с частыми пусками при $ПВ=15, 25, 40$ и 60%;
- б) повторно-кратковременный с частыми пусками и электрическим торможением при $ПВ=15, 25, 40$ и 60%;
- в) перемежающийся с частыми реверсами и электрическим торможением;
- г) перемежающийся с двумя частотами вращения.

В дополнительных номинальных режимах устанавливается стандартное число включений в час — для режимов а) и б); число реверсов в час — для режима в) и число циклов в час — для режима г), равное 30, 60, 120 и 240 при коэффициентах инерции 1,2; 1,6; 1,0; 2,5 и 4 (отношение суммы приведенного к валу двигателя момента инерции приводимого механизма и момента инерции ротора к моменту инерции ротора).

Работа при переменной нагрузке. В эксплуатации электрических машин возможны режимы, несоответствующие нормативам ГОСТа. Наиболее типичен режим с быстро изменяющейся нагрузкой, аналогичный повторно-кратковременному, когда в течение цикла температура элементов машины существенно не изменяется.

Если электрическая машина работает в продолжительном режиме, но при переменной нагрузке, то в ней происходит неустановившийся тепловой процесс (рис. 12.6), так как в различные промежутки времени (t_1 , t_2 , t_4 и др.) в ней возникают различные потери мощности. Форма получаемой при этом кривой нагревания для каждого промежутка времени определяется уравнением

$$\theta_n = \theta_{\infty}(1 - e^{-t/T}) + \theta_{0n}e^{-t/T}, \quad (12.18)$$

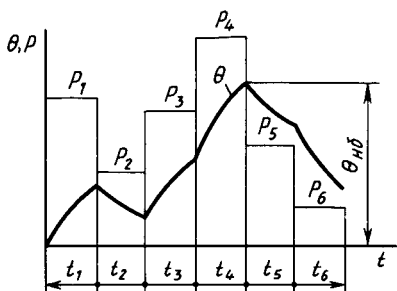


Рис. 12.6. Кривые изменения мощности P и величины θ при изменяющейся нагрузке

где $\theta_{\infty n}$ — установившееся превышение температуры, соответствующее потерям мощности ΔP_n , возникающим при работе машины в данном промежутке времени t_n ; θ_{0n} — превышение температуры в конце предыдущего промежутка t_{n-1} .

Чтобы определить, может ли электрическая машина выполнить заданный график нагрузки, обычно применяют *метод эквивалентного тока*.

В основу его положено предположение о том, что переменные потери в машине $\Delta P_{\text{пер}} \approx \Delta P_{\text{эл}}$ пропорциональны квадрату тока нагрузки. При изменении нагрузки машины (рис. 12.6) ток I также изменяет свое значение. Суммарные потери энергии за время Σt работы

$$\Delta A_{\text{пер}} = (\Delta P_{\text{пост}} + c I_1^2) t_1 + (\Delta P_{\text{пост}} + c I_2^2) t_2 + \dots + (\Delta P_{\text{пост}} + c I_n^2) t_n,$$

где $\Delta P_{\text{пост}} = \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{мех}} = \text{const}$ — сумма магнитных потерь в стали магнитопровода и механических (от трения) потерь.

Если бы машина работала с постоянной нагрузкой, эквивалентной по количеству выделенной теплоты (по результирующим потерям мощности) данному графику, то потери энергии

$$\Delta A_{\text{пост}} = (\Delta P_{\text{пост}} + c I_{\text{экв}}^2) \Sigma t,$$

где $I_{\text{экв}}$ — ток машины при постоянной нагрузке. Приравнивая $\Delta A_{\text{пер}}$ величине $\Delta A_{\text{пост}}$, определяем ток

$$I_{\text{экв}} = \sqrt{(I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n) / \Sigma t}, \quad (12.19)$$

который нагревает электрическую машину так же, как при работе ее с изменяющейся нагрузкой. По значениям $I_{\text{экв}}$ и $U_{\text{ном}}$ можно определить номинальную мощность машины, необходимую для выполнения заданного графика нагрузки.

Метод эквивалентного тока можно применять только при условии постоянства магнитных и механических потерь. Если электрическая машина работает при изменяющихся значениях магнитного потока и частоты вращения (например, машины постоянного тока с последовательным возбуждением или машины постоянного и переменного тока при изменяющемся напряжении и частоте), то этот метод может давать значительные погрешности из-за изменения величины $\Delta P_{\text{пост}}$. В соответствии с заданным графиком нагрузки строят кривую нагревания электрической машины (рис. 12.6).

В новой редакции программы КПСС ставятся большие задачи по ускорению социально-экономического развития советского общества. В экономической области предстоит обеспечить подъем народного хозяйства на принципиально новый научно-технический и организационный уровень; перевод его на рельсы интенсивного развития; достижение высшего мирового уровня производительности общественного труда, качества продукции и эффективности производства; установление оптимальной структуры и сбалансированности единого народнохозяйственного комплекса страны.

В решении этих задач ключевая роль принадлежит машиностроению. В условиях научно-технической революции темпы развития машиностроительного комплекса и, в частности, электромашиностроения во многом определяют технический прогресс в области энергетики, топливной промышленности, транспорта и связи, металлургии, станкостроения и приборостроения, строительства, агропромышленного комплекса и др., комплексной механизации и автоматизации во всех этих отраслях народного хозяйства.

В настоящем учебнике изложены основы теории, особенности конструкции и режимы работы основных типов электрических машин, применяемых в народном хозяйстве СССР. Отмечены современные тенденции развития этих машин, направленные на повышение их надежности, энергетических показателей, улучшения характеристик и снижения затрат на их производство и эксплуатацию. В настоящее время в развитии отечественного электромашиностроения наблюдаются следующие тенденции:

- улучшение конструкций магнитных систем, обмоток и систем охлаждения с целью снижения массы, габаритных размеров машин, потерь энергии в них;

- увеличение единичной мощности машин, частоты вращения и номинального напряжения;

- повышение надежности путем улучшения качества изоляции обмоток, устранения по возможности щеточных контактов и улучшения коммутации в коллекторных машинах;

- создание новых схем электрических машин, сочетающих в себе электромагнитную систему с элементами полупровод-

никовой техники (диодами, тиристорами, транзисторами), для повышения надежности, улучшения характеристик и расширения диапазона регулирования выходных параметров (тока, напряжения, частоты вращения и др.);

создание линейных электродвигателей и двигателей возвратно-поступательного движения;

разработка более технологичных конструкций машин малой и средней мощности и микромашин, приспособленных для массового и серийного производства;

усовершенствование методов расчета электрических машин на основе применения ЭВМ, физического и математического моделирования;

создание единых, разработанных по общим стандартам серий электрических машин, которые могли бы выпускаться для всех стран—членов СЭВ на различных заводах по единой технической документации;

широкое применение стандартизации для основных параметров машин, элементов их конструкции, установочных размеров, способов охлаждения, защиты от воздействия внешней среды в соответствии со стандартами СЭВ и рекомендациями Международной электротехнической комиссии (МЭК).

В решении поставленных задач ведущая роль принадлежит работникам заводов и отраслевых научно-исследовательских и проектно-конструкторских институтов, созданных при всех научно-производственных объединениях электротехнической промышленности. Существенную помощь работникам электропромышленности оказывают также ученые, преподаватели высших учебных заведений нашей страны и выпускники вузов—молодые специалисты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Арменский Е. В., Фальк Г. Б.* Электрические микромашины. М., 1985.
2. Специальные электрические машины/*А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин* и др. М., 1982.
3. *Бут Д. А.* Бесконтактные электрические машины. М., 1986.
4. *Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С.* Электрические машины. М., 1987.
5. *Важнов А. И.* Электрические машины. Л., 1974.
6. *Вольдек А. И.* Электрические машины. Л., 1978.
7. *Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С.* Проектирование электрических машин. М., 1980.
8. *Ермолин Н. П.* Электрические машины малой мощности. М., 1975.
9. *Иванов-Смоленский А. В.* Электрические машины. М., 1980.
10. Испытание электрических микромашин/*Н. В. Астахов, Б. Л. Крайз, Е. М. Лопухина* и др. М., 1973.
11. *Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д.* Управляемые асинхронные двигатели. Л., 1965.
12. *Кацман М. М., Юферов Ф. М.* Электрические машины автоматических устройств. М., 1980.
13. *Кацман М. М.* Электрические машины. М., 1983.
14. Проектирование электрических машин/*И. П. Копылов, Ф. М. Горяинов, Б. К. Клоков* и др. М., 1980.
15. *Копылов И. П.* Электрические машины. М., 1986.
16. *Кононеко Е. В., Сипайлов Г. А., Хорьков К. А.* Электрические машины. М., 1980.
17. *Костенко М. П., Пиотровский Л. М.* Электрические машины. Ч. I—II. Л., 1973.
18. *Петров Г. Н.* Электрические машины. Ч. I. М., 1974; ч. II, 1963; ч. III, 1968.
19. *Постников И. М.* Проектирование электрических машин. Киев, 1960.
20. *Рихтер Р.* Электрические машины. Т. I—IV. М., 1935.
21. *Тихомиров П. М.* Расчет трансформаторов. М., 1976.
22. *Хрущев В. В.* Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1978.
23. *Чечет Ю. С.* Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1964.
24. *Юферов Ф. М.* Электрические микромашины автоматических устройств. М., 1988.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Общие сведения об электрических машинах	8
§ 1.1. Классификация электрических машин	8
§ 1.2. Номинальные данные электрических машин	10
§ 1.3. Требования, предъявляемые к электрическим машинам	13
Глава 2. Трансформаторы	15
§ 2.1. Назначение и области применения трансформаторов	15
§ 2.2. Электромагнитная схема и принцип действия трансформатора	18
§ 2.3. Устройство трансформаторов	20
§ 2.4. Охлаждение трансформаторов	28
§ 2.5. Идеализированный трансформатор	32
§ 2.6. Намагничивающий ток и ток холостого хода	35
§ 2.7. Комплексные уравнения и векторные диаграммы трансформатора	39
§ 2.8. Схема замещения трансформатора	42
§ 2.9. Изменение вторичного напряжения и внешние характеристики трансформатора	47
§ 2.10. Коэффициент полезного действия трансформатора	51
§ 2.11. Преобразование трехфазного тока	54
§ 2.12. Группы соединений обмоток трансформаторов	60
§ 2.13. Параллельная работа трансформаторов	62
§ 2.14. Автотрансформатор	65
§ 2.15. Регулирование напряжения в трансформаторах	68
§ 2.16. Переходные процессы в трансформаторах	74
Глава 3. Микротрансформаторы и специальные трансформаторы	81
§ 3.1. Устройство микротрансформаторов	81
§ 3.2. Силовые трансформаторы малой мощности	86
§ 3.3. Трансформаторы для выпрямителей	89
§ 3.4. Трансформаторы, работающие в схемах с полупроводниковыми преобразователями	93
§ 3.5. Импульсные трансформаторы	102
§ 3.6. Пик-трансформаторы, трансформаторы стабилизирующие и для преобразования числа фаз и частоты	108
§ 3.7. Измерительные трансформаторы	113
§ 3.8. Трансформаторы для электродуговой сварки	116
Глава 4. Общие вопросы теории электрических машин переменного тока	118
§ 4.1. Конструктивная схема и устройство машины переменного тока	118
§ 4.2. Основные принципы выполнения многофазных обмоток ...	122
§ 4.3. Магнитодвижущие силы обмоток переменного тока	124
§ 4.4. Магнитное поле электрической машины	129
§ 4.5. Электродвижущие силы, индуцируемые в обмотках переменного тока	135
§ 4.6. Схемы обмоток машин переменного тока	138
§ 4.7. Методы расчета магнитной цепи электрических машин	147

§ 4.8.	Рассеяние и индуктивные сопротивления обмоток в машинах переменного тока	157
Глава 5.	Асинхронные машины	160
§ 5.1.	Назначение и принцип действия асинхронных машин	160
§ 5.2.	Устройство трехфазных асинхронных двигателей	164
§ 5.3.	Асинхронная машина при заторможенном роторе	168
§ 5.4.	Работа асинхронной машины при вращающемся роторе ...	174
§ 5.5.	Схема замещения асинхронной машины	179
§ 5.6.	Круговая диаграмма асинхронной машины	182
§ 5.7.	Механические характеристики асинхронного двигателя	189
§ 5.8.	Устойчивость работы асинхронного двигателя	193
§ 5.9.	Рабочие характеристики асинхронного двигателя	197
§ 5.10.	Пуск асинхронных двигателей	201
§ 5.11.	Короткозамкнутые асинхронные двигатели с повышенным пусковым моментом	206
§ 5.12.	Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей и изменение направления вращения	210
§ 5.13.	Системы частотного регулирования асинхронных двигателей	219
§ 5.14.	Асинхронные каскады	226
§ 5.15.	Генераторный режим и режимы электромагнитного и динамического торможения	228
§ 5.16.	Асинхронный автономный генератор	230
Глава 6.	Асинхронные микродвигатели и тахогенераторы	232
§ 6.1.	Однофазные асинхронные двигатели	232
§ 6.2.	Устройство и основные конструктивные типы асинхронных исполнительных двигателей	238
§ 6.3.	Исполнительный двигатель с амплитудным управлением ...	244
§ 6.4.	Исполнительный двигатель с фазовым управлением	253
§ 6.5.	Исполнительный двигатель с амплитудно-фазовым управлением (конденсаторная схема)	256
§ 6.6.	Быстродействие исполнительных двигателей и их сравнение при различных способах управления	258
§ 6.7.	Асинхронный тахогенератор	261
§ 6.8.	Электродвигатели гироскопических систем	269
Глава 7.	Вращающиеся трансформаторы и сельсины	272
§ 7.1.	Устройство и принцип действия вращающихся трансформаторов	272
§ 7.2.	Синусно-косинусный вращающийся трансформатор	275
§ 7.3.	Линейный вращающийся трансформатор	280
§ 7.4.	Вращающийся трансформатор-построитель	283
§ 7.5.	Погрешности вращающихся трансформаторов	284
§ 7.6.	Принцип действия системы синхронной связи и устройство сельсинов	286
§ 7.7.	Трансформаторный режим работы однофазных сельсинов	290
§ 7.8.	Индикаторный режим работы однофазных сельсинов	294
§ 7.9.	Погрешности сельсинов и способы их устранения	301
§ 7.10.	Дифференциальные сельсины	302
§ 7.11.	Магнесины	303
§ 7.12.	Трехфазные сельсины	305
§ 7.13.	Использование вращающихся трансформаторов в системе дистанционной передачи угла	307
Глава 8.	Синхронные машины	309
§ 8.1.	Назначение и принцип действия синхронной машины	309
§ 8.2.	Устройство синхронной машины	312

§ 8.3.	Работа синхронного генератора при холостом ходе	316
§ 8.4.	Работа синхронного генератора под нагрузкой	319
§ 8.5.	Векторные диаграммы синхронного генератора	325
§ 8.6.	Внешние и регулировочные характеристики синхронного генератора	329
§ 8.7.	Определение индуктивных сопротивлений синхронной машины	332
§ 8.8.	Параллельная работа синхронного генератора с сетью	334
§ 8.9.	Мощность и электромагнитный момент синхронной машины	339
§ 8.10.	Статическая устойчивость	342
§ 8.11.	Режимы работы синхронного генератора при параллельной работе с сетью	345
§ 8.12.	Особенности работы синхронного генератора на выпрямительную нагрузку	347
§ 8.13.	Синхронный двигатель	352
§ 8.14.	Пуск синхронного двигателя	356
§ 8.15.	Регулирование частоты вращения синхронных двигателей. Вентильный двигатель	359
§ 8.16.	Синхронный компенсатор	364
§ 8.17.	Понятие о переходных процессах в синхронных машинах	365
Глава 9.	Синхронные микромашины	372
§ 9.1.	Назначение и классификация синхронных микромашин	372
§ 9.2.	Синхронные машины с постоянными магнитами	372
§ 9.3.	Реактивный двигатель	378
§ 9.4.	Индукторные машины	380
§ 9.5.	Гистерезисный двигатель	385
§ 9.6.	Шаговые (импульсные) двигатели	389
Глава 10.	Машины постоянного тока	399
§ 10.1.	Назначение и принцип действия машины постоянного тока	399
§ 10.2.	Устройство машины постоянного тока	402
§ 10.3.	Электродвижущая сила и электромагнитный момент машины постоянного тока	407
§ 10.4.	Обмотки якоря машины постоянного тока	411
§ 10.5.	Магнитное поле машины постоянного тока	419
§ 10.6.	Возникновение кругового огня на коллекторе	424
§ 10.7.	Коммутация в машинах постоянного тока	427
§ 10.8.	Генераторы постоянного тока	439
§ 10.9.	Параллельная работа генератора с сетью	454
§ 10.10.	Двигатели постоянного тока	456
§ 10.11.	Пуск двигателей	464
§ 10.12.	Принципы регулирования частоты вращения двигателей	466
§ 10.13.	Работа двигателей в тормозных режимах	471
§ 10.14.	Современные методы управления двигателями	475
Глава 11.	Электрические микромашины постоянного тока	483
§ 11.1.	Тахогенераторы постоянного тока	483
§ 11.2.	Микродвигатели постоянного тока	487
§ 11.3.	Исполнительные двигатели постоянного тока	491
§ 11.4.	Универсальные коллекторные двигатели	499
§ 11.5.	Электромашинный усилитель с поперечным полем	504
§ 11.6.	Одноякорные преобразователи	509
Глава 12.	Нагревание и режимы работы электрических машин	511
§ 12.1.	Нагревание электрических машин	511
§ 12.2.	Режимы нагрузки электрических машин	516
Заключение		523
Список литературы		525