

Д. А. Бут

БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

**Издание второе,
переработанное
и дополненное**

**Допущено
Государственным комитетом СССР
по народному образованию
в качестве учебного пособия
для студентов электромеханических
и электроэнергетических
специальностей вузов**



**МОСКВА
«ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1990**

ББК 31.261
Б90
УДК 621.313.292

Рецензенты:

кафедра электрических машин Ленинградского ордена Ленина и ордена Октябрьской Революции электротехнического института им. В. И. Ульянова-Ленина (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. Ю. П. Коськин);

д-р техн. наук, проф. А. В. Иванов-Смоленский (Московский ордена Ленина и ордена Октябрьской Революции энергетический институт)

Бут Д. А.

Б 90 Бесконтактные электрические машины: Учеб. пособие для электромех. и электроэнерг. спец. вузов.— М.: Высш. шк., 1990.— 416 с.: ил.

ISBN 5-06-000719-7

В учебном пособии описываются бесконтактные электрические машины энергетического назначения — машины с постоянными магнитами, вращающимися выпрямителями, когтеобразными полюсами, комбинированным возбуждением, индукторные, асинхронные и др. Рассмотрены особенности бесконтактных машин, их теория и характеристики, типичные параметры. Большое внимание уделено многообразным конструктивным исполнениям бесконтактных машин.

По сравнению с первым изданием (1985) во втором приведены методики и алгоритмы ускоренного расчета бесконтактных машин различного типа, углублены разделы, посвященные вентильным машинам постоянного тока и асинхронным машинам, рассмотрены бесконтактные электромагнитные и магнитные муфты и трансформаторно-вентильные преобразователи электроэнергии.

Б 2202070100(4309000000)—292
001(01)—90 163—80

ББК 31.261

6П2.1.081

ISBN 5-06-000719-7

© Д. А. Бут, 1990

Развитие электромеханики и электроэнергетики связано с совершенствованием характеристик электрических машин, повышением их коэффициента полезного действия и ресурса, увеличением надежности работы, расширением функциональных возможностей, в том числе при работе в экстремальных условиях (в вакууме, при повышенных температурах, динамических нагрузках и т. п.). Решение перечисленных задач во многих случаях достигается использованием бесконтактных электрических машин, составляющих основу развития автономной электроэнергетики в диапазоне мощностей от десятков до тысяч киловатт.

Бесконтактные электрические машины отличаются большим разнообразием. Это — машины с постоянными магнитами, с когтеобразными полюсами, бесщеточные, индукторные, асинхронные и др. В последние годы появился целый класс бесконтактных электрических машин, органически объединенных с полупроводниковыми преобразователями, — вентильные генераторы и двигатели. Существенно улучшаются массогабаритные показатели машин за счет применения систем интенсивного охлаждения, новых материалов (на основе редкоземельных соединений, высокопрочных сплавов, сверхпроводников), бесконтактных опор в виде магнитных и газовых подшипников и т. п. Бесконтактные электрические машины автономных энергетических установок обладают рядом важных особенностей; быстро расширяется их практическое использование. Поэтому целенаправленное рассмотрение этого класса преобразователей энергии в учебной литературе является актуальным.

В основу книги положены курсы лекций по специальным электрическим машинам и системам генерирования электроэнергии летательных аппаратов, которые автор в течение ряда лет читает в Московском ордена Ленина и ордена Октябрьской Революции авиационном институте им. Серго Орджоникидзе.

Второе издание книги существенно дополнено и переработано с учетом быстро развивающихся направлений современной электромеханики. Расширены разделы, посвященные вентильным и асинхронным машинам, дополнительно рассмотрены трансформаторно-вентильные преобразователи, электромагнитные и магнитные муфты, представлены методики ускоренного расчета бесконтактных машин, проиллюстрированные конкретными примерами.

Учебное пособие предназначено для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей вузов, изучающих электромеханические преобразователи энергии и знакомых с основами электротехники и общей теории электрических машин. Пособие может быть полезно инженерно-техническим работникам, специализирующимся в области автономной электроэнергетики и электрооборудования транспортных установок (в том числе авиационных, железнодорожных, судовых и т. п.).

Автор выражает искреннюю благодарность заслуженному деятелю науки и техники РСФСР проф. А. И. Бертинову и проф. С. Р. Мизюрину за ценные советы и замечания по материалам книги.

Пожелания и рекомендации по улучшению учебного пособия прошу направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Автор

Развитие современной электроэнергетики неразрывно связано с качественным улучшением показателей электрических машин. Один из радикальных путей такого улучшения — разработка и внедрение бесконтактных электрических машин (БЭМ), обладающих высокой надежностью, повышенными электромагнитными и механическими нагрузками и соответственно улучшенными массогабаритными показателями. Благодаря способности работать при повышенных температурах, пониженных давлениях, в вакууме, при больших динамических перегрузках, в присутствии химически активных веществ бесконтактные электрические машины с каждым годом все шире используются в транспортных установках, на летательных аппаратах различных типов, в технологических устройствах, в робототехнике, медицине и других важных областях современной техники. В нашей стране и за рубежом быстро осваивается и расширяется серийный выпуск бесконтактных машин различного типа.

Выделение среди всего многообразия электрических машин широкого класса бесконтактных электрических машин предполагает наличие у них общих особенностей принципиального характера. Главная особенность БЭМ — отсутствие подвижных электрических контактов, широко используемых в обычных электрических машинах. Такие контакты существенно снижают надежность машин и ограничивают области их применения.

Проблема улучшения показателей электрических машин за счет ликвидации контактного узла служит общим стимулом разработки всех типов БЭМ. Несмотря на большое разнообразие БЭМ, возможна их достаточно четкая классификация, учитывающая особенности физических процессов, конструктивные признаки, вид активной зоны и т. п. Действие БЭМ основано, как правило, на тех же физических явлениях, которые реализуются в обычных электрических машинах. Поэтому анализ и расчет БЭМ в значительной степени связаны с хорошо развитой классической теорией электрических машин. Однако БЭМ обладают существенными особенностями расчетно-теоретического характера, определяемыми выбором предельных электромагнитных, тепловых и механических нагрузок, учетом динамических показателей, широким применением постоянных магнитов, спецификой регулирования и стабилизации выходных параметров, расширенными функциональ-

ными возможностями и т. п. Ряд особенностей БЭМ связан с их конструктивным исполнением.

Аналогично тому, как по мере развития автоматики из общего многообразия электрических машин выделился класс микромашин, так по мере наблюдаемого в настоящее время быстрого развития автономной электроэнергетики будет все более четко формироваться класс бесконтактных электрических машин энергетического назначения — электромеханических преобразователей энергии, обладающих высокой надежностью и расширенными границами применения. С учетом быстро возрастающей актуальности энергетических БЭМ этот класс преобразователей энергии заслуживает специального рассмотрения с целью выявления их специфических особенностей, обобщения и систематизации накопленных к настоящему времени результатов исследований по БЭМ, отражения тенденций их дальнейшего развития.

В данной книге рассматриваются бесконтактные электрические машины, предназначенные в основном для силовых энергетических установок. Обширный класс БЭМ систем управления и автоматики, включающий в себя такие маломощные устройства, как гистерезисные двигатели, бесконтактные сельсины, исполнительные асинхронные двигатели и т. п., представляет самостоятельную область (микромашины), которая в дальнейшем не затрагивается, поскольку подобные устройства относительно полно рассмотрены в учебной литературе.

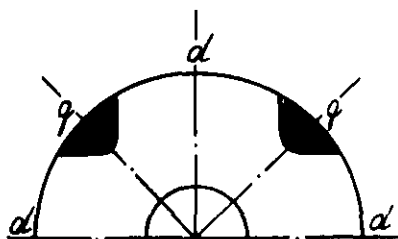
Книга содержит девять глав. В главе 1 приводятся общие сведения о бесконтактных машинах и их особенностях по сравнению с обычными электрическими машинами. Глава 2 посвящена бесконтактным машинам с постоянными магнитами, которые в последние годы быстро совершенствуются и внедряются в практику. Значительное внимание уделено машинам с постоянными магнитами на основе редкоземельных материалов. В главе 3 описываются БЭМ с обмотками возбуждения на статоре — машины с вращающимися выпрямителями (бесщеточные), с когтеобразными полюсами в цилиндрическом и торцовом исполнении, с внешне- и внутризамкнутым потоками, индукторные машины, машины с осевым возбуждением. Глава 4 содержит сведения о бесконтактных машинах с комбинированным возбуждением (от постоянных магнитов и подмагничивающих обмоток), которые применяются в автономных электроэнергетических установках. В главе 5 рассматриваются бесконтактные машины постоянного тока — вентильные генераторы и двигатели с полупроводниковыми коммутаторами тока. Особое внимание уделяется особенностям бесконтактных машин, определяемым их совместной работой с полупроводниковым преобразователем. Глава 6 содержит сведения о трансформаторно-выпрямительных и инверторных преобразователях электроэнергии, которые могут органически дополнять системы БЭМ постоянного и переменного тока. Глава 7 посвящена

асинхронным и каскадным бесконтактным машинам. В ней, в частности, рассматриваются асинхронный генератор, работающий на автономную нагрузку, асинхронные машины с жидкометаллическим рабочим телом, линейные асинхронные двигатели и двигатели со сплошным ротором. В главе 7 также развит метод анализа и расчета асинхронных машин на основе непосредственного использования уравнений электромагнитного поля. Глава 8 посвящена рассмотрению бесконтактных электромагнитных и магнитных муфт для передачи механической энергии вращения. Глава 9 содержит сведения о бесконтактных машинах параметрического типа, преобразователях, использующих ударные волны и явление сверхпроводимости, и др. Такие устройства могут найти применение в перспективных мощных энергоустановках.

Во втором издании книги существенно переработаны и дополнены разделы, посвященные вентильным электрическим машинам и трансформаторно-вентильным преобразователям электроэнергии (выпрямителям и инверторам) с учетом развития нового научно-технического направления — электромехатроники. Углублено описание асинхронных машин с короткозамкнутым ротором. Рассмотрены бесконтактные электромагнитные и магнитные муфты. По основным типам БЭМ разработаны модифицированные методики и алгоритмы ускоренного расчета главных показателей высокофорсированных машин с учетом их динамических показателей, приведены примеры расчета БЭМ различного типа. Предлагаемые методики в ряде случаев позволяют многократно сократить время для приближенных оценок показателей БЭМ; они могут быть использованы в системах автоматизированного проектирования (САПР) электрических машин.

Значительное внимание в книге уделено описанию особенностей конструктивных исполнений БЭМ. Необходимость повышения роли конструкторской подготовки специалистов-электромехаников определяется тем, что в последнее время в связи с развитием формализованных методов исследования объектов наметилась тенденция к недооценке одного из главных качеств технического специалиста, выпускаемого высшей школой, — способности отчетливо видеть конкретные пути реализации научных идей, связанные с конструированием объектов и передовой технологией.

Одновременно автор стремился изложить материал в такой форме, чтобы при его изучении обеспечивалась физическая трактовка протекающих в БЭМ процессов и особенностей их характеристик. Этим, в частности, объясняется построение теоретических разделов и последовательность используемых формул. В методическом плане краткое повторение некоторых положений теории электрических машин в § 1.2 служит основой для углубления этой теории применительно к бесконтактным машинам, рассматриваемым в последующих главах, и построения ускоренных методик их расчета.



ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О БЕСКОНТАКТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

§ 1.1. Проблема создания бесконтактных электрических машин

Электрические машины — один из наиболее распространенных типов преобразователей энергии. Хотя человеку нужна энергия, главным образом, в форме движения, теплоты и света, особую роль в современном мире играет электроэнергия, являясь самым удобным видом энергии для передачи на расстояние, управления и регулирования, преобразования и распределения. В этом плане электрические машины выполняют важнейшие функции — получение электроэнергии в генераторах и преобразование ее в механическое движение с помощью двигателей для самых разнообразных целей. Поэтому совершенствование электрических машин является одной из основных задач современной науки и техники.

Особенность решения этой общей задачи связана с тем, что условия работы электрических машин непрерывно усложняются, а требования к их надежности резко возрастают. Помимо работы при стандартных условиях электрические машины используются при пониженных давлениях и в вакууме, при повышенной температуре, в присутствии химически активных сред, при высоких динамических перегрузках и т. п., причем интенсивность отказов для таких машин во многих случаях должна быть существенно ниже, чем у машин, работающих при нормальных условиях.

Один из радикальных путей повышения надежности, расширения функциональных возможностей и улучшения общих характеристик электрических машин — отказ от использования щеточных электрических контактов и переход к бесконтактным электрическим машинам. Покажем справедливость этого положения.

Во-первых, по имеющимся статистическим данным щеточный контакт при нормальных условиях работы наряду с изоляцией и подшипниковыми узлами вызывает наибольшее число отказов в работе электрических машин. Например, для коллекторных машин постоянного тока в среднем 25% отказов происходит из-за выхода из строя щеточно-коллекторного узла (в транспортных установках доля таких отказов достигает 44...66%).

Во-вторых, при нестандартных условиях окружающей среды щеточный контакт в электрических машинах либо резко ухудшает свою работу, либо вообще становится неработоспособным. Рассмотрим, например, работу щеточного контакта в высотных условиях. Известно, что с ростом высоты понижается электрическая прочность воздуха, поэтому на высоте резко возрастает искрение в контакте, способствующее его повышенному износу. Кроме того, с ростом высоты уменьшаются влажность воздуха и его плотность, что лишает контакт естественной «смазки» и также вызывает быстрый механический износ контакта. По этим причинам использование щеточного контакта в естественных условиях при высотах более 18...20 км практически невозможно. Наличие щеточного контакта недопустимо в присутствии воспламеняющихся газов или паров. Работоспособность контактных устройств резко ухудшается при воздействии ионизирующего излучения, они плохо работают при наличии вибраций.

В-третьих, щеточный контакт существенно ограничивает допустимую скорость ротора электрической машины. Для большинства случаев предельные линейные скорости в контакте не должны превышать 80...100 м/с. В то же время известно, что мощность электрической машины при заданных электромагнитных нагрузках пропорциональна частоте вращения ротора. Поэтому наличие контакта не позволяет реализовать высокофорсированные конструкции электрических машин, рассчитанные на предельные механические нагрузки и обладающие наилучшими массогабаритными показателями.

В-четвертых, щеточный контакт создает дополнительные электрические и механические потери, является источником шумов и помех.

В-пятых, щеточный контакт значительно сокращает срок службы (ресурс) электрической машины.

Наконец, щеточный контакт усложняет обслуживание машины, загрязняет внутренние полости машины графитовой пылью, снижающей электрическую прочность изоляции, препятствует применению в машине высокоэффективного струйного жидкостного охлаждения, ухудшает стабильность параметров машины и т. п.

Все вышеизложенное объясняет интерес, проявляемый к бесконтактным электрическим машинам и их быстрое развитие. Особое значение имеет разработка БЭМ для автономных электроэнергетических установок, где перечисленные недостатки щеточ-

ного контакта проявляются особенно резко. Поэтому создание высокоэффективных БЭМ — одна из наиболее актуальных задач, выдвигаемых перед специалистами в области энергетики летательных аппаратов, судовых и транспортных установок. Существенную роль БЭМ призваны сыграть в химической технологии, медицине, робототехнике и других важных областях, где применяются высокофорсированные электромеханические преобразователи широкого класса с повышенными требованиями к надёжности их работы.

Исследованию БЭМ посвящено много работ советских и зарубежных ученых. Значительный вклад в теорию в практику БЭМ внесли фундаментальные исследования, проведенные в нашей стране *А. И. Бертиновым, В. А. Балагуровым, В. В. Анситом, Т. Г. Сорокером, Д. А. Завалишиным, Л. М. Паластиным, А. А. Дубенским, Н. Я. Альпером, В. И. Радиным* и др. Большую роль в создании и широком внедрении высокоэффективных БЭМ сыграли работы коллективов под руководством *А. Ф. Федосеева, А. Г. Иосифьяна, И. А. Глебова, Н. Н. Шереметьевского, В. Д. Жаркова, Б. Н. Калугина.*

Разработка и внедрение широкого класса бесконтактных электрических машин в электроэнергетику и другие области представляют собой важную современную научно-техническую проблему, успешное решение которой зависит не только от совершенствования уровня производства и технологии, от усилий ученых и инженеров, работающих в области электромашиностроения, но и от качественной подготовки квалифицированных кадров, обладающих широким техническим кругозором и способных воплощать в жизнь передовые идеи в области электромеханики и электроэнергетики.

§ 1.2. Классификация БЭМ и их физическая структура

Рассмотрим основные разновидности БЭМ и общие основы протекающих в них физических процессов.

Главные типы БЭМ. На рис. 1.1 показана классификация энергетических БЭМ. По принципу действия большинство БЭМ переменного тока, как и обычные электрические машины, делятся на синхронные и асинхронные (индукционные). Те и другие основаны на использовании явления электромагнитной индукции.

Синхронные БЭМ имеют на статоре обмотку якоря (ОЯ), обычно уложенную на стальном шихтованном сердечнике, а на роторе — магнитные полюсы. На рис. 1.2, а изображено поперечное сечение простейшей синхронной машины с *явнополюсным ротором*. Помимо полюсов ротор может содержать короткозамкнутую *демпферную обмотку (ДО)*, служащую для предотвращения колебаний ротора при его вращении, повышения устойчивости работы машины и экранирования полюсов от нестационарных

размагничивающих воздействий. Эта обмотка подавляет гармоники поля, вращающиеся с несинхронной скоростью, а также может обеспечивать асинхронный пуск машины в двигательном режиме.

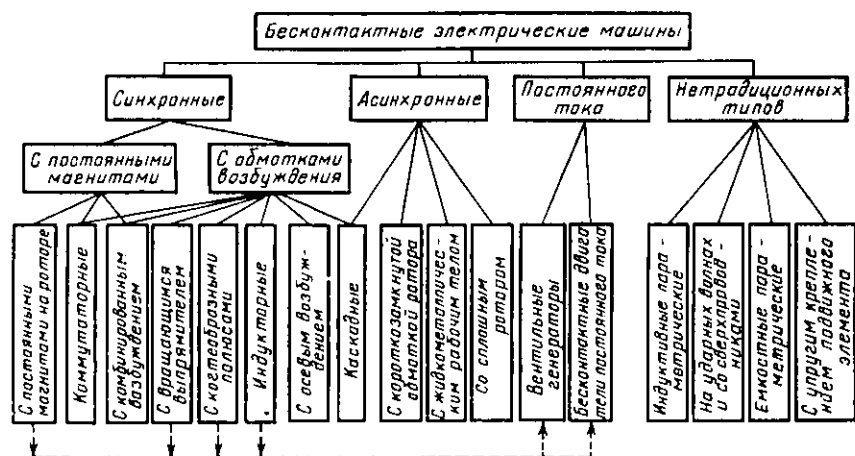


Рис. 1.1. Классификация БЭМ

Ротор синхронной БЭМ может выполняться неявнополюсным (рис. 1.2, б), когда обмотка возбуждения (ОВ) располагается на части цилиндрической поверхности ротора.

В режиме генератора при вращении ротора от приводного устройства потокоцепление в каждой секции ОЯ периодически меняется, благодаря чему в ОЯ наводится ЭДС, создающая ток в сети или автономной нагрузке, подсоединяемой к ОЯ.

В двигательном режиме, наоборот, переменный ток подается из сети в многофазную обмотку якоря и создает вращающееся магнитное поле. Полюсы этого поля притягивают полюсы ротора с противоположной полярностью, ротор вращается вслед за полем с синхронной скоростью и создает полезный вращающий момент на валу, передаваемый механической нагрузке. Наводимая благодаря вращению полюсов ЭДС в ОЯ частично компенсирует приложенное к ОЯ напряжение. В обоих режимах ротор синхронной машины вращается с той же (синхронной) частотой, что и магнитный поток, сцепленный с ОЯ.

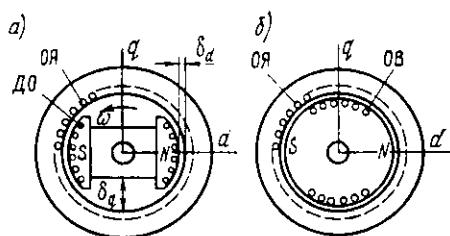


Рис. 1.2. Поперечное сечение синхронной машины с явнополюсным (а) и неявнополюсным (б) ротором

Магнитные полюсы на роторе в обычной синхронной машине охвачены ОВ, питаемой постоянным током через щеточный контакт. В БЭМ электрическая связь с ротором отсутствует, а магнитная полярность полюсов ротора обеспечивается одним из трех возможных способов возбуждения: а) размещением на роторе постоянных магнитов (ПМ); б) размещением на роторе обмотки возбуждения, которая питается постоянным током через вращающийся выпрямитель от дополнительной обмотки на роторе с переменной ЭДС, наводимой за счет электромагнитной индукции; в) конструктивными приемами, позволяющими использовать для создания основного потока полюсов ротора источник магнитодвижущей силы (МДС) возбуждения, находящийся на статоре.

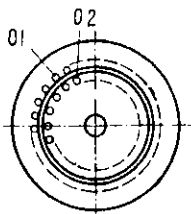


Рис. 1.3. Поперечное сечение асинхронной машины

В соответствии с этими возможностями на рис. 1.1 показаны синхронные БЭМ различных типов: машины с постоянными магнитами на роторе различной конструкции (звездообразном роторе, роторе с когтеобразными полюсами и т. п.), в которых реализуется способ возбуждения «а»; БЭМ с вращающимся выпрямителем, реализующие способ возбуждения «б»; машины с обмотками возбуждения или постоянными магнитами на статоре (с когтеобразными полюсами, индукторные, коммутаторные, с осевым возбуждением), соответствующие способу возбуждения «в».

Существуют синхронные БЭМ с комбинированным возбуждением, у которых поток возбуждения создается одновременно с помощью постоянных магнитов и неподвижной обмотки возбуждения.

Асинхронная БЭМ состоит из неподвижного индуктора с первичной обмоткой, создающей вращающийся или бегущий магнитный поток, и электропроводящего подвижного элемента, который перемещается со скоростью, отличной от скорости магнитного потока.

Статор простейшей асинхронной БЭМ (рис. 1.3) содержит многофазную (обычно трехфазную) распределенную первичную обмотку 01, размещенную в пазах стального шихтованного сердечника, а ротор — короткозамкнутую вторичную обмотку 02 в пазах сердечника, закрепленного на валу машины. При питании обмотки 01 переменным током создается вращающийся магнитный поток. За счет его перемещения относительно проводников обмотки 02 в ней наводится ЭДС, под действием которой в 02 течет ток. Этот ток, взаимодействуя с магнитным полем, создает электромагнитную силу, стремящуюся приблизить скорость ротора к скорости вращающегося поля (так, как если бы вращающийся поток и ротор взаимодействовали через силы вязкости). Пусть n_1 — частота вращения потока, а n — частота вращения ротора. Относи-

тельное движение ротора в магнитном поле характеризуется скольжением $s = (n_1 - n) / n_1$. Если $s > 0$ ($n_1 > n$), т. е. поле опережает ротор, то электромагнитная сила стремится ускорить ротор и машина работает двигателем. Двигатель потребляет реактивную электрическую мощность для создания вращающегося потока и активную электрическую мощность, которая преобразуется в механическую мощность вращения вала.

Если $s < 0$ ($n_1 < n$), т. е. ротор опережает магнитный поток, то ток в О2 меняет направление, электромагнитная сила стремится затормозить ротор и машина работает генератором, в котором вводимая извне механическая мощность, затрачиваемая на преодоление тормозной силы, частично преобразуется в электрическую мощность. Таким образом, генератор, так же как и двигатель, потребляет реактивную мощность на создание поля, но вырабатывает активную электрическую мощность, которая потребляется нагрузками, соединенными со статорной обмоткой. Реактивная мощность потребляется генератором либо от сети, либо от вспомогательной батареи конденсаторов.

Асинхронная машина может работать в режиме электромагнитного тормоза, когда магнитный поток и ротор вращаются в противоположные стороны. Для этого режима $s > 1$.

Вторичная обмотка О2 в асинхронных БЭМ может отсутствовать, а ее функции выполняет сплошной ферромагнитный ротор или поток жидкого металла. В последнем случае асинхронная машина может эффективно работать как электромагнитный жидкометаллический насос, обладающий высокой надежностью и простотой обслуживания.

Разновидностью синхронных и асинхронных машин являются линейные двигатели, у которых подвижный элемент совершает линейные перемещения.

Существуют БЭМ, объединяющие в одном агрегате две (или более) машины, у которых между роторными обмотками имеется прямая электрическая связь и каждая из которых соответствует последовательно включенным каскадам электромеханического преобразования энергии. Такие БЭМ называются *каскадными*.

Синхронные и асинхронные БЭМ генерируют или потребляют электроэнергию переменного тока, поскольку они основаны на бесконтактном обмене энергией между подвижными и неподвижными элементами с помощью квазистационарного электромагнитного поля. Во многих практических случаях необходимо получать или использовать в БЭМ постоянный ток.

Бесконтактные машины постоянного тока (см. рис. 1.1) — генераторы и двигатели — реализуются на базе рассмотренных выше БЭМ переменного тока, снабженных полупроводниковыми преобразователями. Например, можно обеспечить бесконтактное преобразование механической энергии в электроэнергию постоянного тока, если объединить любой из бесконтакт-

ных генераторов переменного тока с полупроводниковым выпрямителем. Такой преобразователь называется *вентильным генератором* (ВГ). Наибольший практический интерес представляют ВГ на базе различных типов бесконтактных синхронных генераторов (БСГ).

Обратное бесконтактное преобразование электроэнергии постоянного тока в механическую осуществляется с помощью бесконтактных *вентильных двигателей* постоянного тока (ВДПТ). Такой двигатель представляет собой органическое объединение бесконтактного двигателя переменного тока (обычно синхронного) и полупроводникового инвертора, который преобразует первичный постоянный ток в переменный, протекающий по якорной обмотке двигателя.

Наиболее рационально использование в БЭМ постоянного тока тех базовых синхронных БЭМ переменного тока, которые соединены на классификационной схеме (см. рис. 1.1) нижними пунктирными перемычками. Анализ БЭМ постоянного тока должен учитывать специфику физических явлений, связанную с наличием полупроводниковых преобразователей.

Нетрадиционные типы БЭМ охватывают разновидности бесконтактных преобразователей, которые могут представлять интерес для перспективных энергетических установок или систем, работающих в специфических окружающих условиях. К ним условно отнесены индуктивные и емкостные параметрические БЭМ, топологические сверхпроводниковые генераторы и генераторы на ударных волнах, БЭМ с упругим креплением подвижного элемента (см. рис. 1.1).

Несмотря на многообразие БЭМ, большинство из них, как правило, основано на физических процессах, в той или иной мере присущих синхронной или асинхронной машине. Поэтому ниже кратко излагаются некоторые общие положения теории электрических машин, которые в дальнейшем используются для анализа конкретных БЭМ и особенностей их характеристик. Специальные вопросы теории различных типов БЭМ рассматриваются в других главах.

Основные процессы в синхронной машине. В рабочем режиме синхронной машины по обмотке якоря течет ток I , который создает магнитный поток реакции якоря Φ_a , замыкающийся через статор и ротор, а также поток рассеяния Φ_{aa} , замыкающийся вокруг ОЯ и не сцепленный с ротором. Поскольку синхронные БЭМ имеют, как правило, полюсы на роторе, их удобно анализировать с использованием вращающихся координатных осей d и q . Продольная ось d направлена по оси полюсов, поперечная ось q — по геометрической нейтральной (по биссектрисе угла между осями соседних полюсов).

Предполагается, что поток реакции якоря Φ_a состоит из двух компонент: продольного потока Φ_{ad} по оси d и поперечного пото-

ка Φ_{aq} по оси q , каждый из которых наводит свою ЭДС реакции якоря в ОЯ.

Рассмотрим сначала работу синхронной машины в режиме генератора. На основании закона Кирхгофа напряжение $\dot{U}$, снимаемое с зажимов генератора, равно сумме всех ЭДС за вычетом падения напряжения на внутреннем активном сопротивлении якоря R_a .

Для действующих значений величин, изменяющихся по гармоническому закону, имеем в комплексной форме

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{oa} - jI R_a, \quad (1.1)$$

где E_0 — ЭДС от основного потока индуктора Φ_0 ; E_{ad} и E_{aq} — ЭДС от потоков реакции якоря Φ_{ad} и Φ_{aq} соответственно; E_{oa} — ЭДС от потока рассеяния Φ_{oa} .

Если генератор подключен к мощной сети с напряжением $\dot{U}_c$, то, очевидно, $\dot{U}_c = -\dot{U}$, так как оба напряжения должны уравниваться друг друга.

Представим I как сумму $I = I_d + I_q$, считая, что ток I_d создает поток Φ_{ad} , а I_q — поток Φ_{aq} . Поскольку при ненасыщенных сердечниках поток Φ_{ad} пропорционален I_d ($\Phi_{ad} \propto I_d$) и $\Phi_{aq} \propto I_q$, а в свою очередь, $E_{ad} \propto \Phi_{ad}$, то с учетом отставания по фазе ЭДС от создающего ее потока на $\pi/2$ имеем

$$\dot{E}_{ad} = -jX_{ad}\dot{I}_d; \quad \dot{E}_{aq} = -jX_{aq}\dot{I}_q,$$

где X_{ad} и X_{aq} — индуктивные сопротивления продольной и поперечной реакции якоря соответственно.

Аналогично, $\dot{E}_{oa} = -jX_{oa}I$, где X_{oa} — индуктивное сопротивление рассеяния ОЯ.

Значения параметров X_{ad} и X_{aq} , очевидно, тем больше, чем больше потоки Φ_{ad} и Φ_{aq} , а последние, в свою очередь, тем больше, чем меньше воздушные зазоры δ_d и δ_q по осям d и q (см. рис. 1.2, а). Если ротор выполнен явнополюсным, т. е. $\delta_d < \delta_q$, то в обычных синхронных машинах с полюсами из магнитомягкой стали имеем $X_{ad} > X_{aq}$.

Если ротор неявнополюсный, т. е. $\delta_d = \delta_q$, то $X_{ad} = X_{aq}$.

С учетом записанных выражений получаем

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + jI R_a + jX_{oa}I + jX_{aq}\dot{I}_q + jX_{ad}\dot{I}_d. \quad (1.2)$$

Соотношению (1.2) соответствует векторная диаграмма на рис. 1.4, а. При ее построении параметры X_{aq} и X_{ad} обычно считаются не зависящими от тока I , что справедливо при отсутствии насыщения стальных сердечников. На диаграмме обозначены суммарный рабочий поток в зазоре $\Phi_\delta = \Phi_0 + \Phi_{ad} + \Phi_{aq}$ и наводимая им ЭДС $\dot{E}_\delta$.

Действующее значение E_δ связано с потоком Φ_δ формулой

$$E_\delta = 4k_B k_0 \omega f \Phi_\delta, \quad (1.3)$$

где k_B — коэффициент формы кривой индукции в зазоре, равный отношению ее действующего значения к среднему (для синусоиды $k_B = \pi \sqrt{2}/4 \approx 1,11$); k_0 — обмоточный коэффициент, учитывающий распределение и укорочение обмотки; ω — число витков обмотки фазы; f — частота.

Диаграмма на рис. 1.4, а построена для случая активно-индуктивной нагрузки ($\varphi > 0$), когда ЭДС $E_{ad} = -jX_{ad}I_d$ направлена встречно относительно E_0 , т. е. продольная размагничивающая реакция якоря способствует снижению U . При ем-

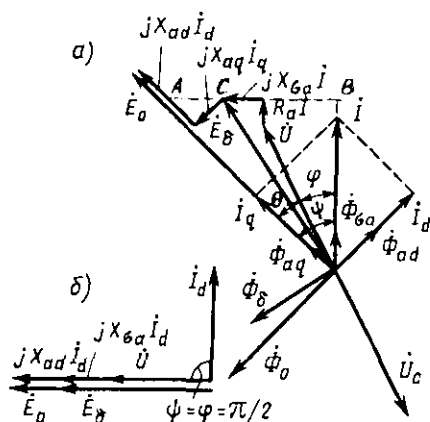


Рис. 1.4. Векторная диаграмма синхронного явнополюсного генератора при активно-индуктивной (а) и индуктивной (б) нагрузках

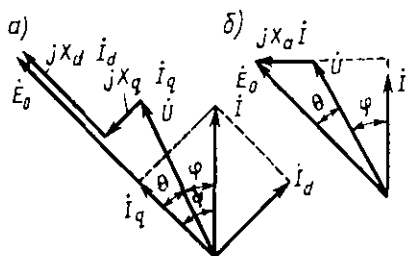


Рис. 1.5. Упрощенные векторные диаграммы синхронного явнополюсного (а) и неявнополюсного (б) генераторов

костном характере нагрузки ($\varphi < 0$), как легко убедиться построением соответствующей векторной диаграммы, ЭДС E_{ad} направлена согласно с E_0 , т. е. продольная намагничивающая реакция якоря способствует увеличению U .

Для дальнейшего изложения представит интерес векторная диаграмма синхронного генератора при чисто индуктивной нагрузке и $R_a = 0$, когда $\psi = \varphi = \pi/2$ (рис. 1.4, б).

Если ввести параметры: $X_d = X_{ad} + X_{oa}$ — полное продольное синхронное индуктивное сопротивление машины; $X_q = X_{aq} + X_{oa}$ — полное поперечное синхронное индуктивное сопротивление машины, — то при $R_a = 0$ уравнение (1.2) примет вид

$$E_0 = \dot{U} + jX_q \dot{I}_q + jX_d \dot{I}_d. \quad (1.4)$$

Соответствующая векторная диаграмма для случая активно-индуктивной нагрузки представлена на рис. 1.5, а.

Для неявнополюсного генератора $X_d = X_q = X_a$ и

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + j X_a \dot{I}. \quad (1.4a)$$

Этому уравнению соответствует векторная диаграмма на рис. 1.5, б.

При анализе синхронных машин используются также относительные параметры $X_{ad*} = X_{ad}/Z_n$, $X_{aq*} = X_{aq}/Z_n$, $X_{oa*} = X_{oa}/Z_n$, $X_{d*} = X_d/Z_n$, $X_{q*} = X_q/Z_n$, где $Z_n = U_n/I_n$ — номинальное сопротивление внешней цепи.

Для совместного исследования поля возбуждения (Φ_0) и поля реакции якоря (Φ_{ad} , Φ_{aq}) приводят МДС реакции якоря по продольной оси F_d (создающую Φ_{ad}) и по поперечной оси F_q (создающую Φ_{aq}) к эквивалентной МДС обмотки возбуждения с помощью соотношений

$$F'_{ad} = k_d F_{ad} = k_d F_a \sin \psi; \quad F'_{aq} = k_q F_{aq} = k_q F_a \cos \psi, \quad (1.5)$$

где F_{ad} и F_{aq} — МДС якоря по соответствующим осям; F'_{ad} и F'_{aq} — эквивалентные МДС обмотки возбуждения, создающие в зазоре такие же первые гармоники магнитной индукции, как и реальные МДС F_{ad} и F_{aq} ; k_d и k_q — коэффициенты приведения продольной и поперечной МДС якоря к МДС возбуждения ($k_d < 1$, $k_q < 1$); ψ — угол между векторами $\dot{E}_0$ и $\dot{I}$. В явнополюсных машинах $k_d > k_q$, поскольку $\delta_d < \delta_q$; в неявнополюсных машинах $k_d \approx k_q$.

Амплитуды первых гармоник МДС якоря

$$F_{(aq)} = m \sqrt{2} \omega k_0 I_{(q)} (\pi p), \quad (1.6)$$

где m — число фаз; p — число пар полюсов.

Угол θ между векторами $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ (см. рис. 1.4, а, б) называется *углом нагрузки*, так как он определяет электромагнитную мощность $P_{эм}$ и электромагнитный момент $M_{эм}$ машины. Действительно, при $R_a = 0$ электромагнитная мощность $P_{эм}$ (мощность, передаваемая через рабочий зазор за счет электромагнитного взаимодействия между статором и ротором) равна выходной активной мощности P , т. е. $P_{эм} \approx P = m U I \cos \varphi$. Отсюда с учетом вытекающих из рис. 1.4, а соотношений $\varphi = \psi - \theta$, $U \sin \theta = X_q I_q$ и $\dot{E}_0 - X_d I_d = U \cos \theta$ легко получить зависимости

$$P_{эм} = \frac{m E_0 U}{X_d} \sin \theta + \frac{m U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta; \quad (1.7)$$

$$M_{эм} = \frac{P_{эм}}{\omega_p} = \frac{m E_0 U}{\omega_p X_d} \sin \theta + \frac{m U^2}{2 \omega_p} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta, \quad (1.8)$$

где ω_p — угловая частота вращения ротора.

Первое слагаемое в правой части (1.8), пропорциональное $\sin \theta$, называется *основным электромагнитным моментом*. Второе слагаемое, пропорциональное $\sin 2\theta$, называется *добавочным* (ре-

активным) электромагнитным моментом. Аналогичным образом различают основную $P_{осн}$ и добавочную $P_{доб}$ электромагнитные мощности в (1.7).

Основной момент определяется взаимодействием потоков возбуждения и полного потока якоря, создающих соответственно E_0 и U , которые входят в формулу основного электромагнитного момента. Добавочный момент определяется потоком якоря (так как в его выражении имеется U^2) и степенью различия между X_q и X_d , т. е. магнитной несимметрией (явнополюсностью) ротора.

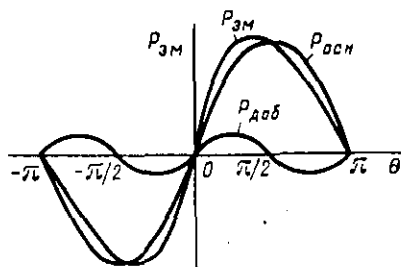


Рис. 1.6. Зависимость электромагнитной мощности синхронной машины от угла нагрузки

Зависимости $P_{осн}(\theta)$, $P_{доб}(\theta)$ и $P_{эм}(\theta)$ для явнополюсной синхронной машины с $X_d > X_q$ приведены на рис. 1.6. За счет $P_{доб}$ максимум $P_{эм}$ смещается в сторону меньших (по модулю) углов θ , что приводит к большим значениям коэффициента синхронизирующей мощности $P_{см} = \partial P_{эм} / \partial \theta$ в явнополюсных машинах по сравнению с неявнополюсными при рабочих значениях угла θ .

Из (1.7) и (1.8) следует, что при фиксированных E_0 и U основная мощность и момент синхронной машины обратно пропорциональны параметру X_d , который, в свою очередь, уменьшается с увеличением рабочего зазора машины. Поэтому для ослабления действия реакции якоря и повышения устойчивости работы зазор δ в синхронной машине обычно делают заметно больше необходимого конструктивного. Практически увеличение δ при неизменном значении E_0 , а следовательно, и потока возбуждения Φ_0 приводит к необходимости увеличивать МДС возбуждения в синхронной машине.

В дальнейшем будут представлять интерес внешние характеристики синхронного генератора при его работе на автономную нагрузку — зависимости U от I при постоянных коэффициенте мощности ($\cos \varphi = \text{const}$) и токе возбуждения. Без учета влияния насыщения сердечников согласно рис. 1.4, а запишем

$$E_0 = U \cos \theta + R_a I \cos \psi + X_{aq} I \sin \psi + X_{ad} I_d,$$

где $I_d = I \sin \psi$.

Из треугольника AOB (см. рис. 1.4, а) с учетом $I_q = I \cos \psi$, $AC = X_{aq} I_q / \cos \psi = X_{aq} I$, $X_q = X_{aq} + X_{ad}$ следует

$$\cos \psi = \frac{U \cos \varphi + R_a I}{\sqrt{(U \cos \varphi + X_q I)^2 + (U \sin \varphi + R_a I)^2}},$$

$$\sin \psi = \frac{U \sin \varphi + X_q I}{\sqrt{(U \cos \varphi + X_q I)^2 + (U \sin \varphi + R_a I)^2}}.$$

Подставляя в формулу для E_0 последние два выражения и учитывая, что $\cos \theta = \cos(\psi - \varphi) = \cos \psi \cos \varphi + \sin \psi \sin \varphi$, получим

$$E_0 \sqrt{(U \sin \varphi + X_d I)^2 + (U \cos \varphi + R_a I)^2} = \\ = (U \cos \varphi + R_a I)^2 + (X_d I + U \sin \varphi)(X_d I + U \sin \varphi). \quad (1.9)$$

Соотношение (1.9) определяет в неявной форме зависимость между U и I . В простейшем случае неявнополюсного ненасыщенного генератора с пренебрежимо малым активным сопротивлением ($R_a \rightarrow 0$) из (1.9) или непосредственно из рис. 1.5, б с учетом теоремы Пифагора для треугольника с гипотенузой E_0 получим

$$U = \sqrt{E_0^2 - X_d^2 I^2 \cos^2 \varphi} - X_d I \sin \varphi. \quad (1.9a)$$

Характер кривых $U(I)$ показан на рис. 1.7. При активной нагрузке ($\cos \varphi = 1$) с ростом тока I возрастают падения напряжения на внутренних активных и реактивных сопротивлениях и выходное напряжение U падает. При активно-индуктивной нагрузке ($\varphi > 0$) падение U с ростом I становится более резким из-за продольно-размагничивающей реакции якоря. При емкостном характере нагрузки ($\varphi < 0$) реакция якоря становится продольно-намагничивающей и U вначале нарастает, а затем падает из-за внутреннего падения напряжения и насыщения стали магнитопроводов.

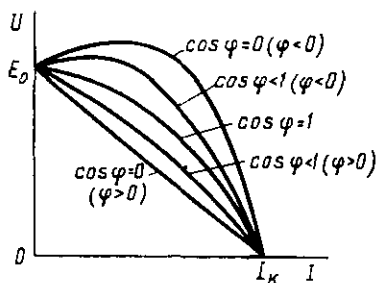


Рис. 1.7. Внешние характеристики синхронного генератора

Когда синхронная машина работает в режиме двигателя, к его якорной обмотке прикладывается напряжение сети U_c и в ней наводятся ЭДС от рассмотренных выше составляющих магнитного потока. Согласно закону Кирхгофа, $U_c + \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{oa} = IR_a$, откуда, выражая ЭДС через произведения токов на соответствующие реактивные сопротивления, получим

$$\dot{U}_c = -\dot{E}_0 + jX_d \dot{I}_d + jX_q \dot{I}_q + R_a \dot{I}. \quad (1.10)$$

Векторная диаграмма синхронного двигателя (рис. 1.8, а) для случая опережающего тока и размагничивающей реакции якоря имеет место при повышенных МДС возбуждения и соответственно противоЭДС (режим перевозбуждения). Если уменьшать МДС возбуждения и E_0 , переводя двигатель в режим недовозбуждения, то продольная реакция якоря в двигателе должна становиться намагничивающей, чтобы при заданном значении U_c скомпенсировать снижение E_0 , поэтому ток I будет отставать по фазе от U_c . Обычно целесообразна работа синхронного двигателя с опережаю-

щим током, когда в сети создается реактивная мощность емкостного характера, компенсирующая реактивную мощность индуктивных нагрузок (асинхронных двигателей, электромагнитов и т. п.). На рис. 1.8, а показан также вектор $\dot{U} = -\dot{U}_c$, соответствующий напряжению, создаваемому двигателем.

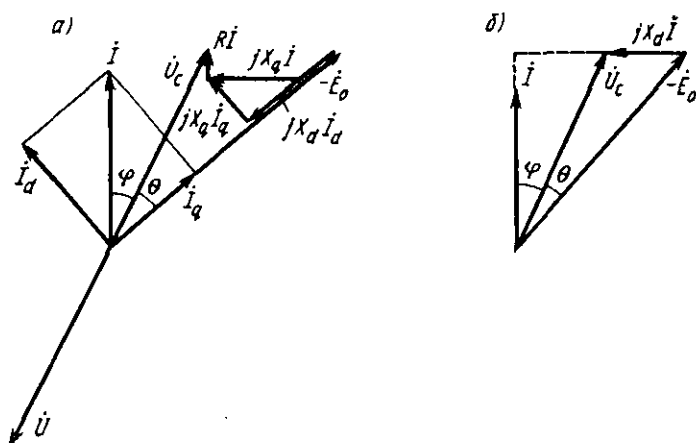


Рис. 1.8. Полная (а) и упрощенная (б) векторные диаграммы синхронного двигателя

Для неявнополюсного синхронного двигателя с пренебрежимо малым активным сопротивлением ($X_d = X_q$, $R_a \rightarrow 0$)

$$\dot{U}_c = -\dot{E}_0 + jX_d \dot{I}. \quad (1.10a)$$

Уравнению (1.10а) соответствует упрощенная векторная диаграмма (рис. 1.8, б), построенная для случая опережающего тока без учета насыщения стальных сердечников. Из рис. 1.8, б с использованием теоремы Пифагора для прямоугольного треугольника с гипотенузой $(-\dot{E}_0)$ получим

$$U = \sqrt{E_0^2 - X_d^2 I^2 \cos^2 \varphi} - X_d I \sin \varphi,$$

что формально совпадает с (1.9а). Эта формула справедлива не только для синхронного генератора с отстающим током, но и для синхронного двигателя с опережающим током (угол φ берется по модулю).

При ненасыщенном магнитопроводе синхронной машины связь между МДС, магнитными потоками и ЭДС якоря линейная. Используя ненасыщенные значения параметров X_{ad} и X_{aq} в векторных диаграммах на рис. 1.4, 1.8, можно для заданных номинальных значений U , I , $\cos \varphi$ найти E_0 , магнитные потоки и полную

МДС возбуждения при нагрузке (с учетом реакции якоря), которая должна создаваться индуктором для наведения заданного напряжения U .

Если магнитопровод машины насыщен, необходимо учитывать нелинейную зависимость между ЭДС в обмотке якоря и индуцирующей ее МДС в соответствии с характеристикой холостого хода (х. х.) $E(F)$, представленной на рис. 1.9. Там же изображены векторы $\dot{U}$, $\dot{I}$ и связанные с ними векторы $R_a \dot{I}$, $jX_{ad} \dot{I}$, $\dot{E}_\delta$, $k_d \dot{F}_a$. Если машина неявнополюсная, то без учета насыщения вектор $\dot{E}_0$ определялся бы по (1.4а), где параметр X_a соответствует ненасыщен-

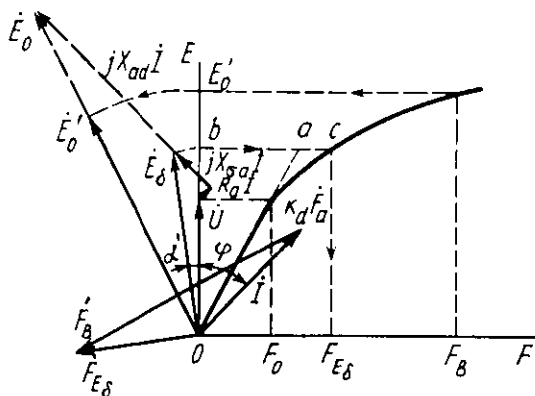


Рис. 1.9. Характеристика холостого хода и диаграмма МДС синхронного неявнополюсного генератора (диаграмма Потье)

ному магнитопроводу (см. штрихпунктирные линии на рис. 1.9). Для учета насыщения сердечников вначале с помощью характеристики х. х. находится МДС $\dot{F}_{E_\delta}$, создающая ЭДС $\dot{E}_\delta$ и опережающая ее по фазе на $\pi/2$. Так как $\dot{F}_{E_\delta}$ определяется совместным действием МДС возбуждения $\dot{F}_\delta$ и МДС реакции якоря $k_d \dot{F}_a$, то, зная $\dot{F}_{E_\delta}$ и $k_d \dot{F}_a$, можно построить вектор $\dot{F}_\delta = \dot{F}_{E_\delta} - k_d \dot{F}_a$. Отложив его модуль F_δ по оси F , найдем реальную ЭДС холостого хода E_0' с учетом насыщения магнитопровода. Вектор $\dot{E}_0'$, построенный из начала координат, отстает от $\dot{F}_\delta$ на $\pi/2$. Разница между E_0 и E_0' при насыщенном магнитопроводе может быть значительной.

Магнитодвижущую силу возбуждения, обеспечивающую заданный режим работы синхронного генератора (U , I , $\cos \varphi$), можно приближенно оценить аналитически. Из треугольника, образованного векторами $\dot{F}_{E_\delta}$, $\dot{F}_\delta$, $k_d \dot{F}_a$, следует

$$F_\delta = \sqrt{F_{E_\delta}^2 + (k_d F_a)^2 + 2F_{E_\delta} k_d F_a \sin(\varphi + \alpha')}. \quad (1.11)$$

При малых R_a имеем $\sin \alpha' \approx X_{aa} I \cos \varphi / E_\delta = X_{aa*} \cos \varphi / k_E$ или

$$\alpha' = \arcsin (X_{aa*} \cos \varphi / k_E), \quad (1.12)$$

где $X_{aa*} = X_{aa} I / U$ — относительное индуктивное сопротивление рассеяния; k_E — коэффициент, учитывающий внутреннее падение напряжения в генераторе,

$$k_E = E_\delta / U = \sqrt{\cos^2 \varphi + (\sin \varphi + X_{aa*})^2}. \quad (1.13)$$

Определим кратность увеличения F_b при нагрузке по отношению к базовой МДС (МДС зазора) $F_0 = k_\delta B_\delta / \mu_0$, обеспечивающей создание в рабочем зазоре расчетной индукции B_δ , при которой напряжение х.х. равно номинальному значению U . Коэффициент зазора $k_\delta > 1$ учитывает увеличение расчетного рабочего зазора за счет зубчатости якоря. Кратность увеличения МДС возбуждения при нагрузке

$$F_{b*} = F_b / F_0 = \sqrt{\left(\frac{F_{E_\delta}}{F_0}\right)^2 + \left(\frac{k_d F_a}{F_0}\right)^2 + 2 \left(\frac{F_{E_\delta}}{F_0}\right) \times \dots} \\ \times \left(\frac{k_d F_a}{F_0}\right) \sin (\varphi + \alpha').$$

Если бы не было насыщения, то, очевидно, $F_{E_\delta} / F_0 = E_\delta / U = k_E$. За счет насыщения должна возрасти МДС F_{E_δ} в k_μ раз, где коэффициент насыщения $k_\mu \approx ac/ab$ (рис. 1.9). Поэтому $F_{E_\delta} / F_0 = k_E k_\mu$. Отношение $k_d F_a / F_0$ при отсутствии насыщения равно отношению пропорциональных величин E_{ad} / U . С учетом $E_{ad} = X_{ad} I$ имеем $k_d F_a / F_0 = X_{ad*}$ (ненасыщенное значение). Следовательно,

$$F_{b*} = \sqrt{(k_E k_\mu)^2 + X_{ad*}^2 + 2 k_E k_\mu X_{ad*} \sin (\varphi + \alpha')}. \quad (1.14)$$

Формула (1.14) получена для неявнополюсной синхронной машины в соответствии с диаграммой МДС на рис. 1.9 (диаграммой Потье), но ею можно пользоваться и для явнополюсных машин с погрешностью до 10%. При уточненных расчетах вектор $j X_{aa} I$ (рис. 1.9) обычно заменяют на $j X_p I$, где $X_p \approx (1,1 \dots 1,2) X_{aa}$ — сопротивление Потье, учитывающее увеличение потока рассеяния полюсов при нагрузке.

Для более полного анализа синхронных БЭМ с учетом переходных процессов удобно воспользоваться моделью обобщенной электрической машины с координатными осями d и q (ось d направлена по оси полюсов, а ось q — по геометрической нейтрали). Реальные обмотки статора и ротора заменяются эквивалентными фиктивными обмотками на осях d и q , причем эти фиктивные обмотки считаются взаимно неподвижными, а относительное движение реальных обмоток при вращении ротора учитывается вве-

дением ЭДС вращения в уравнения напряжений соответствующих фиктивных обмоток. После решения уравнений в осях d и q можно перейти к показателям реальных машин, используя известные формулы преобразования координат. Например, преобразование мгновенных значений токов i_d и i_q к токам реальных трехфазных обмоток и обратное преобразование при отсутствии токов нулевой последовательности может осуществляться по формулам:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma; \\ i_B &= i_d \cos (\gamma - 2\pi/3) - i_q \sin (\gamma - 2\pi/3); \\ i_C &= i_d \cos (\gamma + 2\pi/3) - i_q \sin (\gamma + 2\pi/3); \\ i_d &= (2/3) [i_A \cos \gamma + i_B \cos (\gamma - 2\pi/3) + i_C \cos (\gamma + 2\pi/3)]; \\ i_q &= (-2/3) [i_A \sin \gamma + i_B \sin (\gamma - 2\pi/3) + i_C \sin (\gamma + 2\pi/3)], \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

где γ — угол между вращающейся осью d и осью неподвижной обмотки фазы A .

Рассмотрим математическую модель синхронной машины в осях d и q , считая их связанными с полюсами на роторе. Обмотку якоря машины на статоре заменим двумя эквивалентными по своему действию обмотками на осях d и q с соответствующими ЭДС вращения $\tilde{e}$, возникающими из-за относительного вращения реальных обмоток статора в системе координат ротора. Будем считать, что двухполюсный ротор содержит обмотку возбуждения на оси d и короткозамкнутые демпферные обмотки на осях d и q . Реальная обмотка статора соединена в звезду с изолированной нейтралью и не содержит нулевой составляющей тока.

Уравнения напряжений для роторных обмоток:

$$\left. \begin{aligned} u_{nd} &= R_{nd} i_{nd} + d\Psi_{nd}/dt; \\ 0 &= R_{qd} i_{qd} + d\Psi_{qd}/dt; \\ 0 &= R_{nq} i_{nq} + d\Psi_{nq}/dt, \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

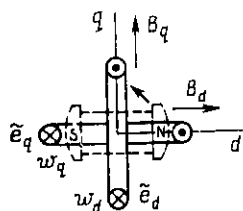
где u , i , Ψ , R — соответственно напряжение, ток, потокосцепление и активное сопротивление обмоток; индекс «в» относится к обмотке возбуждения, « dd » — к демпферной обмотке по оси d , « dq » — к демпферной обмотке по оси q .

Соответствующие уравнения для обмоток статора в осях d и q , связанных с ротором, имеют вид

$$u_d + \tilde{e}_d = R_d i_d + d\Psi_d/dt; \quad u_q + \tilde{e}_q = R_q i_q + d\Psi_q/dt. \quad (1.17)$$

Электродвижущие силы вращения $\tilde{e}_d$ и $\tilde{e}_q$ находятся с помощью простейшей двухполюсной модели, изображенной на рис. 1.10, где показаны обмотки с осями вдоль d и q в виде сосредоточенных рамочных катушек с числами витков ω_d и ω_q соответственно. Если

бы обмотка, охватывающая ось d с числом витков w_d , была неподвижной, то при вращении ротора против часовой стрелки с угловой частотой $\omega_p = \omega$ в каждом проводнике, очевидно, навелась бы ЭДС $e_{пра} = B_q l \omega r$, где l , r — осевая длина и радиус катушки. Направление ЭДС на рис. 1.10 находится с помощью правила правой руки. Полная ЭДС вращения $\tilde{e}_d = 2w_d B_q l \omega r = \omega \Psi_q$. Соответственно для катушки w_q имеем $\tilde{e}_q = -\omega \Psi_d$, где знак минус определяется тем, что ток, текущий под действием $\tilde{e}_q$, создает поток по отрицательной полуоси q . При произвольном числе пар полюсов p величины $\tilde{e}_d$ и $\tilde{e}_q$ содержат множитель p .



Таким образом, уравнения (1.17) приводим к виду

$$u_d = R_d i_d + d\Psi_d/dt - \omega \Psi_q; \quad (1.18)$$

$$u_q = R_q i_q + d\Psi_q/dt + \omega \Psi_d.$$

Рис. 1.10. Обмотки синхронной машины на осях d и q

Система уравнений (1.16) и (1.18) называется *системой Парка — Горева*. Если обмотки ротора (возбуждения и демпферная) приведены к обмоткам статора в осях d и q , то входящие в (1.16) и (1.18) потокосцепления определяются известными из электротехники формулами:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= L_d i_d + M_d i_{nd} + M_d i_{\lambda d}; \\ \Psi_q &= L_q i_q + M_q i_{nq}; \\ \Psi_{nd} &= L_{nd} i_{nd} + M_d i_d + M_d i_{\lambda d}; \\ \Psi_{\lambda d} &= L_{\lambda d} i_{\lambda d} + M_d i_d + M_d i_{nd}; \\ \Psi_{nq} &= L_{nq} i_{nq} + M_q i_q, \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

где L и M — полная индуктивность обмотки и взаимная индуктивность между обмотками на соответствующих осях.

Ясно, что L определяется полным потоком, сцепленным с обмоткой, M — потоком взаимной индукции. Поэтому разности $L - M = L_\sigma$ соответствуют потокам рассеяния обмоток, т. е.

$$\left. \begin{aligned} L_{\sigma d} &= L_d - M_d; & L_{\sigma q} &= L_q - M_q; & L_{\sigma n} &= L_{nd} - M_d; \\ L_{\sigma \lambda d} &= L_{\lambda d} - M_d; & L_{\sigma nq} &= L_{nq} - M_q. \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

Так как все обмотки взаимно неподвижны, то L и M — постоянные (при учете первых пространственных гармоник поля). Поэтому система уравнений Парка — Горева приводится к системе с постоянными коэффициентами и может решаться операторным методом относительно неизвестных токов i_d и i_q .

Для синхронной машины (СМ) с полюсами на статоре и обмоткой якоря на роторе оси d и q связываются со статором, а

знаки $\tilde{e}_d$ и $\tilde{e}_q$ для якорных обмоток на роторе меняются на противоположные.

Для многих практических случаев особый интерес представляют режимы СМ при быстро изменяющихся токах (режимы короткого замыкания, коммутационные процессы в вентильных генераторах и ВДПТ и т. п.). В таких режимах обычно члены вида Ri в уравнениях (1.16) и (1.18) много меньше производных $d\Psi/dt$, что позволяет пренебречь активными сопротивлениями обмоток. Рассмотрим наиболее типичный режим с быстро изме-

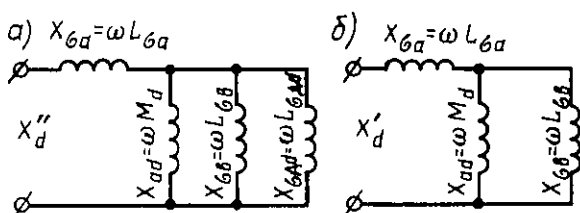


Рис. 1.11. Схемы замещения синхронной машины по продольной оси при наличии демпферной обмотки (а) и без нее (б)

няющимися токами — режим внезапного короткого замыкания синхронного генератора. В этом режиме при нулевых активных сопротивлениях решению записанных выше уравнений относительно i_d с учетом (1.20) соответствует схема замещения, показанная на рис. 1.11, а, в случае, когда на роторе имеются обмотки возбуждения и демпферная, и на рис. 1.11, б — когда на роторе имеется только обмотка возбуждения, а демпферная обмотка отсутствует. Из схем, в частности, следует, что при внезапном коротком замыкании индуктивное сопротивление машины по оси d равно продольному сверхпереходному индуктивному сопротивлению

$$X_d^* = X_{\sigma d} + (1/X_{ad} + 1/X_{\sigma d} + 1/X_{\sigma d})^{-1}. \quad (1.21)$$

Аналогично, для цепи якоря по оси q , не содержащей обмотки возбуждения, в начальный момент короткого замыкания возникает поперечное сверхпереходное индуктивное сопротивление

$$X_q^* = X_{\sigma q} + (1/X_{aq} + 1/X_{\sigma dq})^{-1}. \quad (1.22)$$

Так как $X_{\sigma d}$ и $X_{\sigma dq}$ в (1.21) малы, X_d^* также мало и в якоре течет большой ударный ток короткого замыкания $i_{yd} \approx \approx 2 \sqrt{2} E_0 / X_d^*$ (если в момент короткого замыкания (к. з.), ось d совпадает с осью обмотки фазы якоря и происходит сложение периодической и аperiodической составляющих тока к. з. фазы якоря). Физически его возникновение объясняется тем, что при

отсутствии омических сопротивлений все обмотки ведут себя как сверхпроводящие контуры, потокосцепление которых сохраняется неизменным. Поскольку с обмотками возбуждения и демпферной сцеплен начальный поток возбуждения, поток от тока к.з. в якоре не может проникнуть в сердечник ротора, экранированный обмотками возбуждения и демпферной. Этот поток якоря должен замыкаться в окрестности сердечника ротора по воздуху, т. е. по пути с малой магнитной проводимостью, приблизительно равной проводимости рассеяния. Поскольку поток в якоре также должен сохраняться неизменным, для его замыкания по пути с малой магнитной проводимостью необходима большая МДС, т. е. большой ток в якоре (сверхпереходный ток короткого замыкания i_d'').

Если на роторе нет демпферной обмотки, то продольное индуктивное сопротивление (рис. 1.11, б) равно переходному индуктивному сопротивлению

$$X_d' = X_{sa} + (1/X_{ad} + 1/X_{sa})^{-1} \quad (1.23)$$

и в якоре течет переходный ток короткого замыкания $i_d' < i_d''$. В этом случае из-за отсутствия демпферной обмотки поток якоря может замыкаться частично по магнитопроводу ротора и необходимая для его сохранения МДС снижается.

Поперечное переходное индуктивное сопротивление $X_q' = X_q = X_{aq} + X_{sa}$, как это следует из (1.22) при отсутствии демпферной обмотки.

В реальных обмотках омические сопротивления R_{da} , R_s и другие не равны нулю и условие сохранения потокосцепления обмоток не выполняется. Как известно, поток проникает внутрь проводящего контура за время, примерно равное эффективной постоянной времени контура $T = L/R$, где L — эквивалентная индуктивность контура, учитывающая наличие других индуктивно связанных контуров; R — активное сопротивление контура. Поэтому изменение тока к.з. во времени для неявнополюсного генератора происходит приблизительно следующим образом. В первый момент поток от тока в якоре практически не проникает в ротор; согласно рис. 1.11, а имеем $x_d(t) \approx X_d''$, а ток, определяемый его сверхпереходной составляющей, равен ударному току. Через время порядка $T_d'' = L_{da}''/R_{da}$ после короткого замыкания поток проникает через демпферную обмотку и частично замыкается по сердечнику ротора. Сверхпереходная индуктивность демпферной обмотки по оси d , входящая в решения системы Парка — Горева,

$$L_{da}'' = L_{sda} + (1/M_d + 1/L_{sa} + 1/L_{da})^{-1}. \quad (1.24)$$

Таким образом, через время T_d'' экранирующее действие демпферной обмотки прекращается, схемой замещения для продольного тока становится схема, данная на рис. 1.11, б, и ток снижается до значения, определяемого переходной составляющей i_d' .

Через время $T_d' = L_s'/R_s$ после короткого замыкания, где

$$L_s' = L_{sa} + (1/M_d + 1/L_{sa})^{-1}, \quad (1.25)$$

поток от тока якоря проникает в обмотку возбуждения и замыкается через ротор как при стационарном режиме.

Процесс затухания тока i_d определяется также постепенным проникновением нестационарных потоков в якорную обмотку благодаря конечному значению ее активного сопротивления R_a . Характерная постоянная времени этого проникновения, протекающего по апериодическому закону, $T_a = X_d''/\rho\omega_p R_a$, где ρ — число пар полюсов.

Когда переходный процесс заканчивается, схема замещения синхронной машины соответствует рис. 1.11, б с исключенной ветвью X_{sa} и индуктивным сопротивлением якоря $X_d = X_{ad} + X_{sa}$. Установившийся ток к.з. согласно диаграмме на рис. 1.4, б при $\dot{U} = 0$ будет $I_k = E_0/X_d$. На рис. 1.12 показан характер изменения тока короткого замыкания во времени для наиболее неблагоприятного случая, когда в момент короткого замыкания ось фазы якоря совпадает с осью d . Параметры X_d'' и X_q'' играют важную роль не только при изучении короткого замыкания синхронного генератора, но и в теории вентильных машин (см. гл. 5).

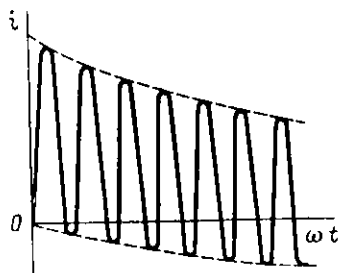


Рис. 1.12. Характер изменения тока к.з. синхронного генератора

Основные процессы в асинхронной машине. Хотя процессы в асинхронной машине имеют сложный характер, их анализ существенно упрощается благодаря возможности приведения теории вращающейся асинхронной машины к теории трансформатора с неподвижными обмотками. Действительно, уравнение напряжений в комплексной форме для первичной обмотки $O1$ записывается так же, как для первичной обмотки трансформатора, и выражает тот очевидный факт, что сумма приложенного напряжения $\dot{U}_1$ и ЭДС $\dot{E}_1$, наводимой в $O1$ вращающимся магнитным потоком Φ основной гармоники магнитного поля, равна падению напряжения на активном сопротивлении R_1 и на индуктивном сопротивлении рассеяния X_1 обмотки $O1$:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = R_1 \dot{I}_1 + jX_1 \dot{I}_1, \quad (1.26)$$

где $E_1 = 4k_B k_0 \omega f \Phi$ в соответствии с (1.3).

Аналогично, для вторичной короткозамкнутой обмотки $O2$ с учетом $\dot{U}_2 = 0$ при произвольном скольжении s находим ЭДС, наводимую в $O2$ потоком Φ :

$$\dot{E}_{2s} = R_2 \dot{I}_2 + jX_{2s} \dot{I}_2, \quad (1.27)$$

где X_{2s} — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки $O2$ при скольжении s ; R_2 — активное сопротивление $O2$.

Очевидно, что частота ЭДС E_{2s} пропорциональна разности n_1 и n и, следовательно, скольжению s , т. е. $E_{2s} = E_2 s$, где E_2 — ЭДС при $s=1$, когда ротор неподвижен ($n=0$). Аналогично, у вращающейся обмотки $O2$ индуктивное сопротивление рассеяния $X_{2s} = X_2 s$, где X_2 — индуктивное сопротивление рассеяния неподвижной обмотки $O2$ (при $s=1$). Следовательно,

$$\dot{E}_2 s = R_2 \dot{I}_2 + j X_2 s \dot{I}_2, \quad (1.28)$$

откуда

$$\dot{E}_2 = (R_2/s) \dot{I}_2 + j X_2 \dot{I}_2. \quad (1.29)$$

Важно, что в (1.29) используются значения E_2 и X_2 , соответствующие неподвижной обмотке $O2$.

Третье базисное уравнение асинхронной машины выражает баланс МДС обмоток $O1$ и $O2$:

$$F_\mu = \dot{F}_1 + \dot{F}_2. \quad (1.30)$$

Амплитудные значения МДС определяются формулами, подобными (1.6):

$$F_1 = m_1 \sqrt{2} k_{01} \omega_1 I_1 / (\pi p_1); \quad F_2 = m_2 \sqrt{2} k_{02} \omega_2 I_2 / (\pi p_2);$$

$$F_\mu = m_1 \sqrt{2} k_{01} \omega_1 I_\mu / (\pi p_1), \quad (1.31)$$

где I_μ — условный намагничивающий ток, создающий такую же суммарную МДС, что и обмотки $O1$ и $O2$.

Возможность суммирования комплексных амплитудных значений $\dot{F}_1$ и $\dot{F}_2$ в (1.30) определяется тем, что МДС $\dot{F}_2$ вращается относительно статора с той же скоростью, что и МДС $\dot{F}_1$.

Уравнения (1.26), (1.29) и (1.30) полностью идентичны уравнениям трансформатора с неподвижными обмотками. Вращение ротора учитывается формально тем, что, как это следует из (1.29), сопротивление вторичной обмотки зависит от скольжения (R_2/s).

Как и в обычном трансформаторе, в асинхронной машине можно привести вторичную цепь к первичной, обеспечивая при этом равенство ЭДС в первичной и приведенной вторичной обмотках. Приведение параметров вторичной цепи к первичной осуществляется с помощью известных формул: $E_2' = E_1 = E_2 k_e$; $I_2' = I_2/k_i$; $R_2' = R_2 k_e k_i$; $X_2' = X_2 k_e k_i$, где штрихи относятся к приведенным параметрам, $k_e = \omega_1 k_{01} / (\omega_2 k_{02})$; $k_i = m_1 \omega_1 k_{01} / (m_2 \omega_2 k_{02})$.

После приведения вторичной цепи к первичной уравнения асинхронной машины записываются в виде

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + R_1 \dot{I}_1 + j X_1 \dot{I}_1; \quad \dot{E}_1 = \dot{E}_2' = (R_2'/s) \dot{I}_2' + j X_2' \dot{I}_2';$$

$$I_\mu = \dot{I}_1 + \dot{I}_2'. \quad (1.32)$$

Переход от МДС к токам в третьем уравнении определяется подобием первичной и приведенной вторичной обмоток, благодаря чему все общие множители в МДС сокращаются и остаются токи.

Уравнениям (1.32) соответствует известная Т-образная схема замещения (рис. 1.13, а). Намагничивающая цепь схемы замещения содержит активное сопротивление R_M , с помощью которого учитываются потери в стали, и индуктивное сопротивление X_M взаимной индукции между обмотками $O1$ и $O2$, приблизительно равное главному индуктивному сопротивлению первичной обмотки, обусловленному основной гармоникой поля:

$$X_r = 4m_1 f_1 \mu_0 \tau l \omega_1^2 k_{\delta 1}^2 / (\pi k_\mu k_\delta \delta p_1), \quad (1.33)$$

где τ — полюсное деление; l — осевая длина индуктора; k_μ — коэффициент насыщения магнитной цепи, учитывающий насыщение стальных сердечников; k_δ — коэффициент зазора, учитывающий зубчатость статора и ротора; δ — рабочий зазор.

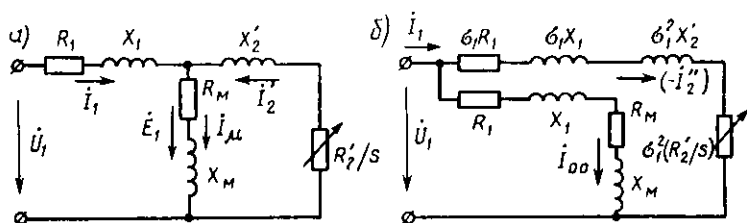


Рис. 1.13. Т-образная (а) и Г-образная (б) схемы замещения асинхронной машины

Во многих случаях при анализе асинхронных машин удобно пользоваться уточненной Г-образной схемой замещения, у которой намагничивающая цепь вынесена на первичные зажимы (рис. 1.13, б). Для того чтобы схема на рис. 1.13, б была эквивалентна схеме, показанной на рис. 1.13, а, необходимо умножить на коэффициент $\sigma_1 \approx 1 + X_1/X_M$ параметры R_1 и X_1 и на σ_1^2 — параметры X_2' и R_2'/s . (При использовании точной Г-образной схемы замещения коэффициент σ_1 является комплексной величиной.) В главной ветви Г-образной схемы течет ток $I_2'' = I_2'/\sigma_1$ ($I_2'' = I_{00} - I_1$).

С помощью схем замещения легко находится электромагнитный момент $M_{эм}$ асинхронной машины. Активная мощность, потребляемая сопротивлением вторичной цепи ($\sigma_1^2 R_2'/s$), соответствует электромагнитной мощности $P_{эм}$, передаваемой через зазор от статора к ротору, а $M_{эм} = P_{эм}/\omega_1$, где ω_1 — угловая скорость вращения магнитного потока.

Из Г-образной схемы замещения имеем

$$I_2' = U_1 / \sqrt{(\sigma_1 R_1 + \sigma_1^2 R_2'/s)^2 + (\sigma_1 X_1 + \sigma_1^2 X_2')^2}; \quad (1.34)$$

$$P_{эм} = m_1 (I_2')^2 (\sigma_1^2 R_2'/s); \quad (1.35)$$

$$M_{эм} = P_{эм}/\omega_1 = m_1 U_1^2 (R_2'/s) / \{\omega_1 [(R_1 + \sigma_1 R_2'/s)^2 + (X_1 + \sigma_1 X_2')^2]\}. \quad (1.36)$$

Вид кривой $M_{эм}(s)$ показан на рис. 1.14. При $s > 0$ электромагнитный момент $M_{эм} > 0$ (двигательный режим), а при $s < 0$ будет $M_{эм} < 0$ (генераторный режим).

Если пренебречь активным сопротивлением первичной обмотки R_1 и индуктивными сопротивлениями рассеяния X_1 и X_2' , что допустимо при малых s , то зависимость $M_{эм}(s)$ будет линейной. Пусковой момент M_n соответствует $s=1$. Момент достигает максимального значения

$$|M_{\max}| \approx m_1 U_1^2 / [2\omega_1 \sigma_1 (X_1 + \sigma_1 X_2')], \quad (1.37)$$

при скольжении

$$|s_m| \approx \sigma_1 R_2' / (X_1 + \sigma_1 X_2'), \quad (1.38)$$

что следует из условия $(dM_{эм}/ds) = 0$.

При увеличении R_2' максимум $M_{\max}$ смещается в сторону больших по модулю s , т. е. $|s_m|$ увеличивается, а значение $M_{\max}$ практически не зависит от R_2' . Следует отметить квадратичную зависимость $M_{эм}$ от приложенного напряжения U_1 .

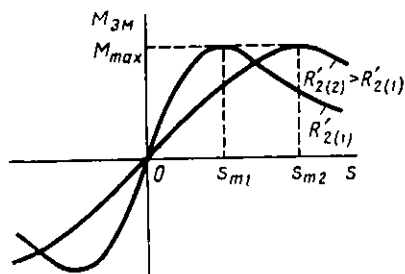


Рис. 1.14. Зависимость электромагнитного момента асинхронной машины от скольжения

На основании Г-образной схемы замещения может быть построена круговая диаграмма асинхронной машины, характеризующая положение вектора потребляемого тока I_1 в зависимости от режима работы (скольжения s). Возможность построения круговой диаграммы определяется

следующим известным из электротехники фактом. Если имеется ветвь с активно-индуктивной нагрузкой, подключенная к фиксированному синусоидальному напряжению, то при изменении активного сопротивления конец вектора тока на векторной диаграмме цепи будет перемещаться по окружности. Поскольку изменение s приводит к изменению активного сопротивления рабочей ветви Г-образной схемы, конец вектора $(-I_2'')$ скользит по окружности, диаметр которой, определяемый чисто индуктивным током I_2'' , равен $U_1 / (\sigma_1 X_1 + \sigma_1^2 X_2')$. Для построения диаграммы, описывающей изменение $I_1 = I_{00} + (-I_2'')$, вначале строятся векторы $\dot{U}_1$ и I_{00} , затем из конца I_{00} (точка A) горизонтально откладывается диаметр, равный $U_1 / (\sigma_1 X_1 + \sigma_1^2 X_2')$, на котором строится окружность (рис. 1.15).

Для каждого s из Г-образной схемы легко находится вектор $(-I_2'')$, начало которого совпадает с точкой A , а конец скользит по окружности. Очевидно, что по той же окружности будет скользить вектор $I_1 = I_{00} + (-I_2'')$, исходящий из точки O .

Точка A на диаграмме соответствует режиму х.х., когда $s=0$, $I_2''=0$, $I_1=I_{30}$. Если построить на диаграмме точки, соответствующие $s=1$ (точка B) и $s=\pm\infty$ (точка B'), то область AB круговой диаграммы будет соответствовать режиму двигателя ($0 \leq s \leq 1$), область AB' — режиму генератора ($-\infty < s < 0$), область BB' — режиму электромагнитного тормоза ($1 < s < \infty$). Как видно из диаграммы, в двигательном режиме угол φ между U_1 и I_1 меньше $\pi/2$ и активная мощность асинхронной машины $P = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi$ положительна. В генераторном режиме ($s < 0$) угол φ для основной части области AB' больше $\pi/2$, поэтому $P < 0$, т. е. активная мощность отдается в сеть.

С помощью круговой диаграммы можно легко находить основные величины, характеризующие работу асинхронной машины (как это показано в гл. 7). Векторные диаграммы конкретных типов асинхронных машин и их рабочие характеристики рассматриваются в гл. 7.

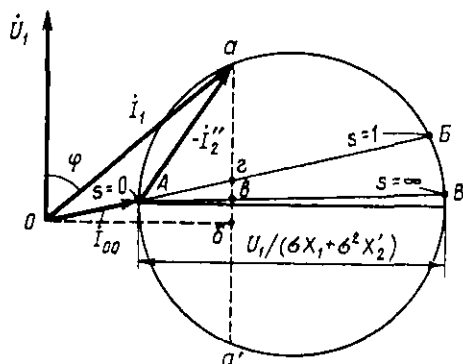


Рис. 1.15. Круговая диаграмма асинхронной машины

Переходные электромагнитные процессы в асинхронном преобразователе удобно исследовать в ортогональных координатах α и β , жестко связанных со статором. Как и для синхронной машины, все обмотки статора и ротора заменяются фиктивными эквивалентными взаимно неподвижными обмотками, оси которых совпадают с осями α и β , а в уравнениях напряжений фиктивных роторных обмоток вводятся ЭДС вращения. Используя тот же подход, что и при выводе уравнений Парка — Горева, получим следующие уравнения напряжений для двухполюсной асинхронной машины в осях α и β :

$$u_{1\alpha} = R_{1\alpha} i_{1\alpha} + d\Psi_{1\alpha}/dt; \quad u_{1\beta} = R_{1\beta} i_{1\beta} + d\Psi_{1\beta}/dt;$$

$$u_{2\alpha} = R_{2\alpha} i_{2\alpha} + d\Psi_{2\alpha}/dt + \omega \Psi_{2\beta}; \quad u_{2\beta} = R_{2\beta} i_{2\beta} + d\Psi_{2\beta}/dt - \omega \Psi_{2\alpha}, \quad (1.39)$$

где индекс «1» относится к параметрам статора, а индекс «2» — к параметрам ротора.

Переход от токов и напряжений в осях α и β к их значениям у реальной асинхронной машины осуществляется аналогично тому, как это делается для синхронных машин, исследуемых в осях d и q с использованием формул, подобных (1.15).

Рассмотренные элементы классической теории асинхронных машин основаны на применении интегральных показателей и па-

раметров, соответствующих целям с сосредоточенными параметрами. Процессы в асинхронной машине можно непосредственно описать с помощью дифференциальных уравнений, характеризующих локальные процессы в каждой точке активной зоны. Такой подход в ряде случаев рационален, поскольку позволяет анализировать процессы как в обычных асинхронных машинах с дискретными обмотками, так и в машинах со сплошной проводящей активной зоной (машинах с массивными роторами, асинхронных машинах с жидкометаллическим рабочим телом и др.). Возможности подобного анализа асинхронных машин демонстрируются в гл. 7.

§ 1.3. Особенности массогабаритных характеристик БЭМ

Рассмотрим некоторые общие закономерности, позволяющие выявить особенности массогабаритных характеристик БЭМ.

Основное расчетное уравнение электрической машины. Получим вначале зависимость характерных размеров активной зоны машины от электромагнитных нагрузок, частоты вращения и расчетной мощности, равной

$$S = mEI. \quad (1.40)$$

Для синхронной машины $E = E_s$, для асинхронной $E = E_1$. Значение E определяют по (1.3), где согласно очевидным зависимостям $f = pn/60$, $\Phi = B_s l \tau \alpha_s$, $\tau = \pi D / (2p)$ (полюсное деление); n — частота вращения ротора; B_s — индукция в зазоре; l — осевая длина активной зоны; α_s — расчетный коэффициент полюсного перекрытия.

Введем понятие линейной нагрузки машины, т. е. полного тока, приходящегося на единицу длины окружности якоря,

$$A = NI / (\pi D), \quad (1.41)$$

где $N = 2\omega m$ — полное число проводников обмотки якоря (так как каждый виток имеет две активные стороны, а в каждой фазе ω витков). Если якорную обмотку условно заменить равномерным токовым слоем толщиной Δ с осредненной плотностью тока $j_{ср}$, то $A = \Delta j_{ср}$.

Введем геометрический фактор

$$\lambda = l_a / D, \quad (1.42)$$

равный отношению активной длины якорной зоны к ее диаметру.

Тогда с учетом записанных выражений формула (1.40) приводится к основному расчетному уравнению машины*

$$S = knAB_s \lambda D^3 \quad (1.43)$$

* Здесь и в дальнейшем все величины измеряются в системе единиц СИ, а n — в оборотах в минуту.

или

$$D = \sqrt[3]{S_1(kAB_s\lambda n)}, \quad (1.44)$$

где

$$k = k_B k_0 \pi^2 a_s / 60. \quad (1.45)$$

Формулы (1.43), (1.44) позволяют сделать некоторые общие выводы. Рассмотрим вначале ряд машин разной мощности с одинаковыми n и λ ($n = \text{idem}$, $\lambda = \text{idem}$). Такой ряд характерен для машин общего применения с одинаковым числом полюсов $2p$, так как n однозначно определяется стандартной частотой сети ($n = 60f/p$), а рациональные значения λ обычно находятся по эмпирическим зависимостям вида $\lambda = \lambda(p)$.

При увеличении S и D возрастает толщина слоя, занятого обмоткой якоря, и растет A . Кроме того, в машинах большей мощности удастся несколько повысить B_s за счет снижения относительной роли потоков рассеяния. Поэтому можно условно принять $AB_s \propto D^\beta$, где $\beta < 1$ ($\beta \approx 0,3 \dots 0,8$). Тогда из (1.43) следует $S \propto D^{3+\beta}$. Масса машины M пропорциональна ее объему, который, в свою очередь, пропорционален D^3 (при $\lambda = \text{idem}$). Следовательно, удельная масса $m^* = M/S$, определяющая требуемую массу для получения единичной мощности [кг/(В·А)], будет снижаться с ростом D как $m^* \propto D^{-\beta}$, т. е. будет тем меньше, чем крупнее машина. Эта закономерность является одной из причин, объясняющих тенденцию к созданию мощных стационарных агрегатов в общем электромашиностроении.

Ограничения на показатели БЭМ. Предельные нагрузки. При разработке высокофорсированных БЭМ для автономных электроэнергетических установок (АЭУ) условия $n = \text{idem}$, $\lambda = \text{idem}$ у машин различной мощности могут не выполняться, особенно в случаях, когда стремятся минимизировать m^* . Вместо этих условий вводятся ограничения, связанные с предельными частотами вращения или окружными скоростями ротора (определяемыми его прочностью), с максимальными электромагнитными нагрузками, а также в ряде случаев с электромеханической постоянной, характеризующей быстрдействие электрической машины и др. Дополнительные особенности машин для АЭУ проявляются также при выборе λ .

Рассмотрим последовательно влияние перечисленных факторов на размеры и массу БЭМ.

Предельно допустимые значения частоты вращения $n_{\max}$ определяются показателями подшипников или прочностными характеристиками ротора. В подшипниках $n_{\max}$ зависит от механических нагрузок (грузоподъемности подшипников), вида смазки, срока службы τ_n , причем обычно $n_{\max} \propto \tau_n^{-1}$, поэтому особенно компактными могут выполняться БЭМ с малыми расчетными ресурсами. Предельные значения n оцениваются также по

скоростному параметру (dn), где d — внутренний диаметр подшипника. При использовании стандартных подшипников качения для БЭМ автономных электроэнергетических установок обычно $n \geq 6000 \dots 12000$ об/мин (поэтому для большинства авиационных систем электроснабжения $f = 400$ Гц, поскольку $f = pn/60$, $p = 2 \dots 3$). В последние годы наметилась тенденция к увеличению $n_{\max}$. Достигнуты скоростные параметры в пределах $600 < dn < 1200$ для скоростных подшипников и $1200 < dn < 2000$ для высокоскоростных подшипников при интенсивном масляном охлаждении. Значения $n_{\max}$ для энергетических БЭМ могут достигать 20 000 ... 30 000 об/мин. Повышение частоты вращения ротора возможно при переходе к бесконтактным опорам — газовым и магнитным.

Газовые опоры делятся на газостатические и газодинамические. Газостатические опоры основаны на непрерывном поддуве сжатого газа под цапфу вращающегося вала, благодаря чему цапфа удерживается в подвешенном состоянии силами давления газа (принцип «газовой подушки»). Для реализации таких опор требуется специальная система подачи сжатого газа.

В газодинамических опорах, применяемых в малых машинах, используется самозасасывание газа из окружающей среды за счет аэродинамических профилей на вращающихся торцах опор. Под небольшим избыточным давлением газ направляется под цапфу и удерживает ее в подвешенном положении. Однако при неподвижном роторе цапфа ложится на твердую опору, поэтому при пусках и остановках возникают большие силы трения.

Газовые опоры могут выполняться комбинированными — при пуске опора работает как газостатическая, а при достижении необходимой частоты вращения переходит в газодинамический режим. Рабочие зазоры в газовых опорах составляют $(1 \dots 10) \times 10^{-3}$ мм.

Магнитные опоры, называемые также магнитными подшипниками, основаны на взаимодействии постоянных магнитов или электромагнитов. На валу и на статоре размещаются магниты, создающие такую комбинацию сил отталкивания (для однополярных полюсов) и притяжения (для разнополярных полюсов), что ротор удерживается в подвешенном состоянии и не касается статора. Особый импульс развитие таких опор получило в связи с созданием высококоэрцитивных постоянных магнитов на основе редкоземельных материалов (SmCo_5 и др.). Часть магнитов в опорах обычно выполняется в виде электромагнитов с обмотками, позволяющими регулировать силы подвеса.

Упрощенный пример такого подшипника приведен на рис. 1.16. На статоре консольно закреплены три катушки: кольцевая с током i_1 и две сегментные с токами i_2 и i_3 . На конце вала ротора размещена обойма, внутри которой имеются магнитопровод и кольцевой радиально намагниченный постоянный магнит, создающий радиальное магнитное поле в области тока i_1 и аксиальное

поле в области токов i_2 и i_3 . Благодаря этому на катушки статора действуют осевая F_1 и радиальные F_2, F_3 силы. Противоположно направленные реактивные силы F_1' (аксиальная) и $F_2' + F_3'$ (радиальная) приложены к ротору. Они обеспечивают его магнитный подвес, характеристики которого можно изменять, регулируя токи i_1, i_2, i_3 . В реальных конструкциях применяется несколько магнитов и кольцевых катушек, а также дополнительные сегментные катушки (обычно сдвинутые на 90° относительно основных), обеспечивающие устойчивость ротора при боковых перемещениях.

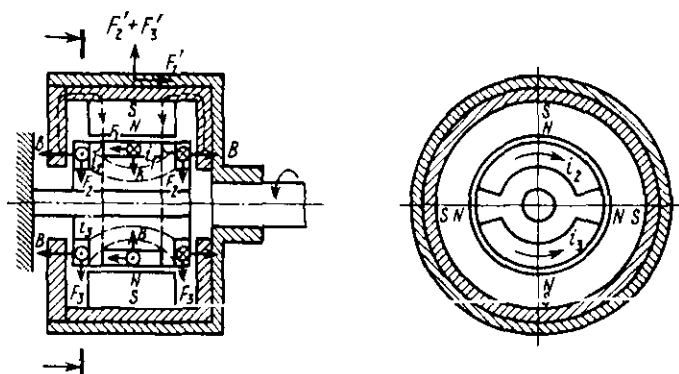


Рис. 1.16. Магнитный подшипник

Газовые и магнитные опоры обеспечивают $n \approx (30 \dots 100) \times 10^3$ об/мин и более при пренебрежимо малых потерях и больших сроках службы. К их недостаткам относятся малая жесткость подвеса, плохая работоспособность при динамических нагрузках, относительно низкая грузоподъемность (до 100 Н/см^2), возможность появления неустойчивых колебаний ротора, сложность регулирования и стабилизации. Однако уникальные достоинства бесконтактных опор стимулируют их применение в БЭМ малой мощности (гироскопических двигателях, турбодетандерах и т. п.) и в энергетических установках, работающих в сложных окружающих условиях. Так, например, при разработке в США проектов газотурбинных установок для космических станций с электрическими мощностями $10 \dots 100 \text{ кВт}$ предполагается использование газовых подшипников в главном блоке, содержащем генератор, турбину, компрессор и вращающемуся с частотой до $40 \cdot 10^3$ об/мин. При использовании БЭМ в системах с криогенными установками возможно применение сверхпроводниковых подшипников, реализуемых, например, в виде двух катушек с встречными токами, создающих большие силы отталкивания. Хорошие перспективы в будущем имеют магнитные подшипники на основе высокотемпературной

сверхпроводимости с рабочими температурами порядка 100 К и выше.

Окружная скорость ротора $v_{\max}$ должна соответствовать прочностным характеристикам ротора. Если БЭМ оптимизируется по удельной массе (что является типичной задачей для автономной электроэнергетики) и частота тока жестко не фиксируется, то ограничения, связанные с прочностью ротора, могут приближенно учитываться соотношением вида

$$n_{\max} = C_n / D^v, \quad (1.46)$$

где C_n — постоянная, определяемая прочностными свойствами материала ротора; v — показатель, зависящий от его конструктивного исполнения (явнополюсности, наличия консольных выступов, вида бандажей и т. п.).

Чем сложнее конструкция ротора, тем больше значение v . Если ротор — сплошной цилиндр, то согласно известным формулам механики в нем при вращении возникают механические напряжения $\sigma_r \propto \gamma v^2$, где γ — плотность материала; v — окружная скорость. В этом случае прочность ротора может характеризоваться предельной окружной скоростью $v_{\max}$ независимо от диаметра D . Так как

$$v_{\max} = \pi D n_{\max} / 60, \quad (1.47)$$

то для сплошного ротора при заданном значении $v_{\max}$, согласно (1.46), имеем $v=1$. Для роторов более сложного вида $v>1$, так как прочность ротора снижается и значения $n_{\max}$ должны быть меньше. Будем считать, как и ранее, $AB_0 \propto D^\beta$. Значения β для стационарных и автономных преобразователей будут разные, но при $S>1$ кВ·А имеем $\beta<1$. Тогда с учетом (1.47) из (1.43) следует $S \propto D^{3-v+\beta}$ и соответственно $m^* \propto D^{v-\beta}$. Поскольку $v-\beta>0$, удельная масса машин, работающих с предельными окружными скоростями, может возрастать с увеличением их размеров и возникает ситуация, когда вместо одной крупной машины целесообразнее иметь несколько машин с той же суммарной мощностью. Объяснение этого обстоятельства, данное проф. А. И. Бертиновым, связано с тем, что при фиксированной скорости $v_{\max}$ по мере увеличения D приходится снижать n и возрастание мощности S согласно (1.43) происходит медленнее, чем рост массы M .

В компактных высокофорсированных БЭМ для АЭУ роторы обычно снабжаются мощными прочностными бандажами, поэтому можно принять $v \approx 1$ и определять $n_{\max}$ по заданному значению $v_{\max}$ с помощью (1.47). Тогда с учетом $k_B k_0 \approx 1$ из (1.44) следует

$$D = \sqrt{S / (\pi \alpha_b \lambda A B_0 v_{\max})}. \quad (1.48)$$

Таким образом, для машин, работающих с предельными механическими нагрузками, вид основного расчетного уравнения изменяется.

Ограничение на электромагнитные нагрузки определяет выбор предельных значений A и B_δ , обеспечивающих минимальные размеры машины. Предельные значения линейной нагрузки A зависят от действия реакции якоря и тепловых режимов машины. Проявление реакции якоря в синхронных машинах, как известно, может характеризоваться относительными значениями индуктивных сопротивлений:

$$X_{ad}^* = X_{ad}/Z_{ном} = \frac{\sqrt{2} \mu_0 \tau k_0 k_{ad}}{\pi k_\delta k_{\mu d} \delta} \frac{A_{ном}}{B_{ном}}; \quad (1.49)$$

$$X_{aq}^* = X_{aq}/Z_{ном} = \frac{\sqrt{2} \mu_0 \tau k_0 k_{aq}}{\pi k_\delta k_{\mu q} \delta} \frac{A_{ном}}{B_{ном}}, \quad (1.50)$$

где $Z_{ном}$ — номинальное сопротивление нагрузки; k_{ad} и k_{aq} — коэффициенты формы поля продольной и поперечной реакции якоря.

С ростом номинальных значений линейной нагрузки ($A_{ном}$) возрастают X_{ad}^* и X_{aq}^* , т. е. снижается E_b по сравнению с E_0 (см. рис. 1.4), а следовательно, сильнее падает выходное напряжение за счет реакции якоря. Для машин автономной энергетики значения $A_{ном}$ обычно выбираются такими, чтобы $X_{ad}^* \leq 2$. Из (1.49) и (1.50) видно также, что для снижения относительного действия реакции якоря необходимо увеличивать рабочий зазор δ в синхронных машинах.

Ограничения на A по тепловым режимам обмотки якоря должны согласовываться с плотностью тока якоря j_a , которая при заданных его размерах линейно связана с A . Часто тепловые нагрузки машины характеризуют произведением Aj . Для обычных машин средней мощности с самовентиляцией $j_a \approx 4 \dots 10$ А/мм², $A \approx (1,5 \dots 3) \times 10^4$ А/м, для машин с принудительным воздушным охлаждением (например, в авиационных энергоустановках) $j_a \approx 10 \dots 16$ А/мм², $A \approx (2 \dots 5) \cdot 10^4$ А/м, для машин с жидкостным охлаждением $j_a \approx 20 \dots 30$ А/мм², $A \approx (6 \dots 10) \cdot 10^4$ А/м.

Зависимости A и $A \cdot j$ от номинальной мощности для авиационных синхронных генераторов при различных видах охлаждения приведены на рис. 1.17 (по данным В. И. Науменко и О. Г. Клочкова).

Большие плотности тока j_a могут быть реализованы в так называемых *термоинерционных машинах*, которые не имеют специальной системы непрерывного охлаждения и рассчитываются на кратковременные периоды включения. Длительность периода такова, что к его окончанию температура БЭМ, повышающаяся из-за потерь, достигает предельно допустимого значения. После периода включения следует пауза, в течение которой температура машины падает до начального значения. Предельные плотности тока в термоинерционных машинах могут рассчитываться из ус-

ловий адиабатного нагрева проводника с током согласно очевидному соотношению

$$j_a^2 \rho dt = C \gamma dT, \quad (1.51)$$

где левая часть определяет джоулево тепловыделение в единичном объеме, а правая — поглощение теплоты тем же единичным объемом проводника при нагреве; ρ , C и γ — соответственно удельное сопротивление, теплоемкость и плотность материала проводника; dt и dT — приращения времени и температуры. Удельное сопротивление практически линейно зависит от температуры:

$$\rho(T) = \rho_0 [1 + \alpha_p (T - T_0)], \quad (1.52)$$

где ρ_0 — начальное удельное сопротивление; α_p — температурный коэффициент сопротивления ($\alpha_p \approx 0,004 \text{ град}^{-1}$).

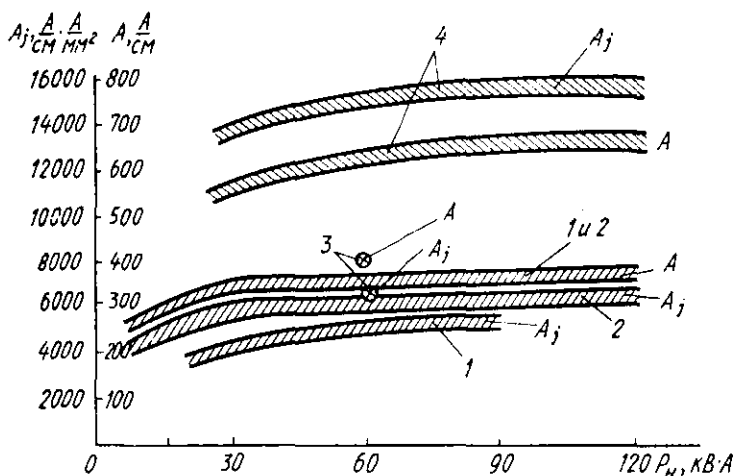


Рис. 1.17. Зависимости линейной нагрузки A и показателя $A \cdot j$ от номинальной мощности для авиационных синхронных генераторов при различных видах охлаждения:

1 — с самовентиляцией; 2 — с продувом; 3 — с масляным канальным охлаждением; 4 — со струйным масляным охлаждением

После интегрирования (1.51) при $C = \text{const}$ и учитывая (1.52), получим

$$j_a = \sqrt{C \gamma \ln(1 + \alpha_p \Delta T) / (\rho_0 \alpha_p \Delta t)}, \quad (1.53)$$

где Δt — время включения БЭМ; $\Delta T = T_{\text{max}} - T_0$ — задаваемая разность конечной и начальной температур обмоток БЭМ.

Формула (1.53) дает несколько заниженные предельные значения j_a , поскольку выделяемая в проводнике теплота будет час-

точно отводиться в окружающее пространство. Поэтому точность формулы (1.53) возрастает с уменьшением Δt . Как следует из (1.53), плотность тока в термоинерционных БЭМ тем выше, чем больше ΔT и меньше Δt . Для медных проводников зависимости j_a от Δt при различных ΔT , соответствующие (1.53), приведены на рис. 1.18.

Пусть, например, для медного проводника $T_0 = 293$ К, $\Delta T = 300$ К, $\Delta t = 10$ с, $C_0 = 390$ Дж/(кг·К), $\rho_0 = 17,5 \cdot 10^{-9}$ Ом/м, $\alpha_p = 0,004$ 1/К. Тогда $j_a = 62,5 \cdot 10^6$ А/м² (62,5 А/мм²), что в несколько раз выше, чем при интенсивном жидкостном охлаждении.

В общем случае не только ρ , но и теплоемкость C может заметно зависеть от температуры T , особенно при криогенных системах охлаждения. При сильном понижении рабочей температуры снижается сопротивление проводников, но одновременно заметно уменьшается их теплоемкость, что необходимо учитывать в термоинерционных устройствах. Если по аналогии с (1.52) принять

$$C(T) = C_0 [1 + \alpha_c (T - T_0)], \quad (1.54)$$

то интегрирование (1.51) дает

$$j = \sqrt{\frac{\gamma C_0 \left[\alpha_c \Delta T + \left(1 - \frac{\alpha_c}{\alpha_p} \right) \ln(1 + \alpha_p \Delta T) \right]}{\rho_0 \alpha_p \Delta t}} \quad (1.55)$$

Пусть, например, медная обмотка охлаждается жидким азотом и периодически включается кратковременно, работая в термоинерционном режиме. Если $T_0 = 77$ К, $T_{\max} = 200$ К ($\Delta T = 123$ К), $C_0 \approx 200$ Дж/(кг·К), $\rho_0 = 1,8 \cdot 10^{-9}$ Ом/м, $\alpha_p = 0,0393$ 1/К (а не 0,004 1/К, как при обычных условиях), $\alpha_c \approx 0,00715$ 1/К, $\Delta t = 10$ с, то $j_a = 106 \cdot 10^6$ А/м² (106 А/мм²).

Линейная нагрузка в термоинерционных БЭМ может достигать $A \approx (6 \dots 8) \cdot 10^4$ А/м и выше.

Магнитная индукция в зазоре имеет характерные значения $B_s \approx 0,5 \dots 1$ Тл и не может быть существенно увеличена из-за чрезмерного насыщения стали в зубцовой зоне якоря. Допустимы

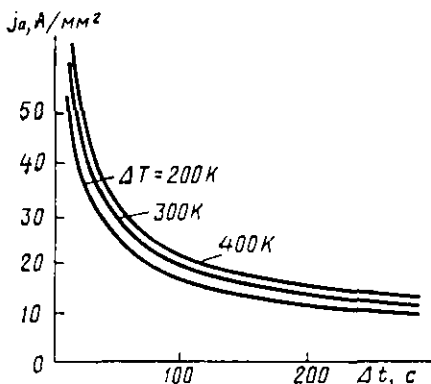


Рис. 1.18. Зависимость плотности тока в термоинерционных генераторах от времени работы и перегрева

значения $B_0 = 1 \dots 1,5$ Тл в машинах с беспазовым якорем и еще выше в машинах без стальных сердечников (например, со сверхпроводниковыми обмотками возбуждения).

Заметим, что входящее в (1.43) и (1.44) произведение AB_0 равно тангенциальной силе, действующей на единичную площадь поверхности якоря, примыкающей к рабочему зазору. Действительно, электромагнитная сила, действующая на проводник, равна произведению магнитной индукции, тока и длины проводника. Очевидно, что для единичной площади поверхности якоря полный ток равен A , индукция B_0 , а длина равна единице. Поэтому на единичную площадь действует сила AB_0 . Произведение kAB_0 называют иногда *коэффициентом использования машины*, а обратное ему значение $(kAB_0)^{-1} = C_A$ — *машинной постоянной Арнольда*. Легко показать, что C_A пропорциональна объему машины, приходящемуся на единичный расчетный момент на валу.

Один и тот же коэффициент использования можно получить при умеренных значениях A и повышенных B_0 или, наоборот, при повышенных A и относительно низких B_0 . В первом случае машины иногда условно называют «стальными», так как они имеют увеличенный магнитопровод, во втором — «медными», поскольку в таких машинах относительно велик объем обмоток. Обычно БЭМ относятся ко второму типу машин, имеющих пониженный объем магнитопровода и соответственно меньшие значения удельной массы m^* .

Ограничения на геометрический фактор, входящий в основное расчетное уравнение, связаны в первую очередь с характером замыкания магнитного потока. Существуют машины с потоком радиальным (обычные синхронные и асинхронные машины, коллекторные машины) и радиально-осевым (разновидности индукторных машин, машины с когтеобразными полюсами и др.). У машин первого класса магнитные линии основного потока целиком размещаются в поперечном сечении якорной зоны и не имеют осевых составляющих, причем в рабочем зазоре магнитные линии поля направлены радиально (см., например, рис. 1.2 и 1.3). В машинах второго класса имеются участки, где магнитные линии основного потока направлены вдоль оси, т. е. помимо радиального потока имеется осевой поток.

Для машин с радиальным потоком ограничения на величину λ определяются главным образом прочностными требованиями и λ может меняться в относительно широких пределах ($\lambda \leq 6$). Для каждого типа машин с радиальным потоком существуют рациональные значения λ , зависящие от числа пар полюсов. Например, для синхронных машин $\lambda \approx 0,8p^{-0,5}$, для асинхронных $\lambda \approx 1,6p^{-2/3}$ и т. п.

В машинах с радиально-осевым потоком рабочий поток попадает в якорную зону диаметром D и длиной l через осевой магнитопровод. Сечение этого магнитопровода, зависящее от диамет-

ра D , должно соответствовать поверхности якорной зоны, зависящей от l , поскольку через осевой магнитопровод и якорную зону замыкается общий поток. Поэтому в машинах этого типа (см. § 3.2) должно быть $\lambda = l/D \leq 0,5 \dots 0,6$. Если это условие не выполняется, сталь осевого магнитопровода насыщается выше допустимого предела.

При выборе λ необходимо руководствоваться также следующими соображениями. Малые λ ($\lambda \leq 0,3$) приводят к снижению относительного полезного объема машины по сравнению с объемом конструктивных элементов, лобовых частей обмоток и т. п. Большие λ ($\lambda > 3 \dots 4$) сложно реализовать из-за увеличенных прогибов вала и возможного совпадения частоты вращения n с критическими значениями $n_{кр}$, соответствующими резонансным явлениям. В правильно спроектированной машине n и $n_{кр}$ должны существенно различаться (более чем на 30%). Критические значения грубо оцениваются следующим образом: $n_{кр} \approx 30/\sqrt{y}$, где y — статический прогиб вала под действием силы тяжести ротора, определяемый по известным формулам механики. Значение y может составлять порядка 10% рабочего зазора δ . Если, например, $y = 0,01$ мм $= 10^{-5}$ м, то $n_{кр} \approx 9500$ об/мин, что может быть близким к рабочим значениям n для автономных БЭМ. Очевидно, при заданном диаметре D значение y тем больше, чем больше λ . Кроме силы тяжести заметную роль в создании прогиба вала может играть сила одностороннего магнитного притяжения F_m ротора к статору при неравномерном зазоре, верхний предел которой для типичных значений $B_\delta \leq 0,7$ Тл можно оценить по формуле $F_m \approx C \lambda D^2 (\Delta/\delta)$, где $C \approx (2 \dots 3) \cdot 10^5$, Δ — эксцентриситет, δ — величина зазора. Сила F_m зависит от числа пар полюсов. Она невелика в двухполюсных машинах, где эксцентриситет ротора незначительно искажает распределение магнитной индукции в зазоре (искажение B_δ происходит в основном из-за полей рассеяния), и значительна в многополюсных машинах даже при небольших отношениях Δ/δ и при повышенных λ заметно увеличивает прогиб вала. Таким образом, сила F_m наряду с силой тяжести способствует снижению значений $n_{кр}$. Значения $n_{кр}$ могут зависеть также от динамических сил, действующих на ротор машины при ускорениях или замедлениях АЭУ, содержащей данную машину, а также от упругости опор.

При использовании гибких валов (например, в авиационных генераторах определенного типа) не должны создаваться механические возмущения с циклическими частотами, близкими резонансным частотам крутильных колебаний ротора $\omega_0 = [GJ_n / (Jl_b)]^{0,5}$, где G — модуль упругости вала при кручении; J_n — полярный момент инерции для сечения вала (для сплошного вала с диаметром d имеем $J_n \approx 0,1d^4$); J — момент инерции ротора; l_b — длина вала, причем $l_b \approx (2 \dots 4)l$, т. е. l_b тем больше, чем больше λ . С ростом λ значения ω_0 снижаются.

Большие значения λ приводят к необходимости снижения электромагнитных нагрузок из-за ухудшенных условий охлаждения центральных частей машины, откуда затруднен теплоотвод. При существенных тепловых нагрузках значения $\lambda \gtrsim 2 \dots 3$ нерацональны.

Если при расчетах значения λ получаются недопустимо большими, можно, в частности, перейти к нескольким машинам меньшей мощности, сопрягаемых с общим приводом.

Для уменьшения резонансных эффектов и снижения значений $n_{кр}$ в высокоскоростных машинах часто применяют упругие опоры, в которых подшипник сопрягается со статорной расточкой с помощью специальных упругих элементов (эластичных прокладок, стальных упругих колец и т. п.).

Ограничения на механическую постоянную времени T_J могут определяться требуемым быстродействием машин (как правило, бесконтактных), работающих в автономных энергоустановках. Как известно,

$$T_J = J \omega_p^2 / S_{ном}, \quad (1.56)$$

где J — момент инерции ротора; $\omega_p = \pi n / 30$ — угловая частота вращения; $S_{ном}$ — номинальная кажущаяся мощность, связанная с расчетной мощностью через коэффициент k_E , учитывающий внутреннее падение напряжения в генераторе; $S_{ном} = S / k_E$. Физически T_J характеризует время разгона ротора машины при холостом ходе под действием момента на валу, равного номинальному моменту при $\cos \varphi = 1$. Для генераторов ограничения на T_J могут определяться требуемой быстротой запуска энергоустановки. Если, например, установка должна запускаться за время ΔT , а привод развивает постоянный момент и имеет такой же момент инерции, что и генератор, то необходимо иметь $T_J < 0,5 \Delta T$. Другой тип ограничений на T_J может быть связан с необходимостью сглаживания пульсаций приводного момента (например, в поршневых двигателях внутреннего сгорания). Если период пульсаций равен T_n , то для их демпфирования требуется $T_J \gg T_n$.

Для двигателей ограничения на T_J непосредственно определяют их быстродействие в динамических режимах.

Если постоянная T_J задается, то между D и λ устанавливается дополнительная связь и основное расчетное уравнение приобретает более однозначный характер. Например, для цилиндрического ротора момент инерции

$$J = M_p D^2 / 8; \quad (1.57)$$

масса ротора

$$M_p = k_l \gamma_{ср} \pi D^3 \lambda / 4, \quad (1.58)$$

где $k_l = l / l_a$ — коэффициент длины, равный отношению полной длины ротора l к его активной длине l_a ; $\gamma_{ср}$ — средняя плотность

материала ротора с учетом различных полостей, каналов охлаждения и т. п. В первом приближении можно принять $\gamma_{\text{ср}} \approx \gamma_{\text{ст}} k_p$, где $\gamma_{\text{ст}}$ — плотность стали; k_p — коэффициент ротора, учитывающий особенности его конструкции.

Используя (1.57) и (1.58), можно найти значения D и λ из (1.48) и (1.56), обеспечивающие требуемую величину T_J при предельно допустимой окружной скорости ротора v_{max} :

$$D = 8\alpha_B AB_\delta T_J / (k_t k_E \gamma_{\text{ср}} v_{\text{max}}); \quad (1.59)$$

$$\lambda = [\gamma_{\text{ср}}^2 k_t^2 v_{\text{max}}^2 S_{\text{ном}} / (64\pi T_J^2)] [k_E / (\alpha_B AB_\delta)]^3. \quad (1.60)$$

Возможен случай, когда задана постоянная T_J и значение n , определяемое типом привода или требуемой частотой тока. Тогда, применяя аналогичный подход, можно получить

$$\lambda = [k_t \gamma_{\text{ср}} / (8T_J)]^{3/2} [n / (60\pi)]^{1/2} [k_E / (\alpha_B AB_\delta)]^{5/2} S_{\text{ном}}, \quad (1.61)$$

а затем с помощью (1.44) определить диаметр D . При этом окружная скорость ротора по (1.47) не должна превышать допустимых значений v_{max} .

Удельная масса БЭМ. Характерные мощности. На основе записанных выше соотношений можно получить оценки для удельной массы машины m^* , которая является важнейшим показателем БЭМ, используемым в автономных электроэнергетических установках.

Полную массу машины M можно выразить через массу активных материалов M_a как $M = k_K M_a$, где k_K — конструктивный коэффициент, учитывающий массу конструктивных элементов (подшипниковых щитов, корпуса и т. п.). Для высокоиспользуемых машин $k_K = 1,4 \dots 1,7$. В свою очередь, масса

$$M_a = \gamma k_t \pi D_n^2 l / 4, \quad (1.62)$$

где γ — средняя плотность активных материалов на статоре и роторе; k_t — коэффициент плотности, характеризующий заполнение машины активными материалами на длине якоря l_a ; $D_n = k_D D$ — наружный диаметр; k_D — коэффициент, зависящий в основном от числа полюсов машины. При записи (1.62) предполагалось, что объем активных элементов, расположенных за пределами длины l_a (например, лобовых частей обмоток), частично компенсирует различные полости в статоре и роторе на длине l_a .

Таким образом,

$$M = (\pi/4) k_D^2 k_K k_t \gamma \lambda D^3. \quad (1.63)$$

Используя (1.43) и (1.63), получаем для общего случая

$$m^* = \pi k_D^2 k_K k_t \gamma / (4 k AB_\delta n), \quad (1.64)$$

откуда следует, что для снижения m^* необходимо, во-первых, минимизировать произведение $k_D^2 k_K k_t \gamma$, что связано с реализацией

оптимальных конструктивных исполнений машины, а во-вторых, иметь максимально допустимые электромагнитные нагрузки A и B_0 и частоты вращения n . Так как значение n линейно связано с частотой тока, в АЭУ, как правило, применяются повышенные частоты (например, в большинстве авиационных систем электрооборудования $f=400$ Гц и более).

Если машина предназначена для работы с предельными механическими нагрузками, то в соответствии с (1.48) и (1.63) получаем

$$m_{\min}^* = k_D^2 k_\gamma k_k \gamma [S/(\pi\lambda)]^{1/2} / [4 (\alpha A B_0 v_{\max})^{3/2}]; \quad (1.65)$$

$$n_{\max} = 60 v_{\max}^{3/2} [\alpha_0 \lambda A B_0 (\pi S)]^{1/2}. \quad (1.66)$$

В этом случае с ростом S максимальная частота вращения $n_{\max}$ падает, а удельная масса $m_{\min}^*$ может увеличиваться, как отмечалось ранее. Естественно, эти закономерности проявляются при достаточно слабой зависимости AB_0 от S , что обычно имеет место для машин средней и большой мощности.

Записанные выше формулы не только выявляют характерные зависимости между основными параметрами БЭМ, но могут использоваться и для предварительной оценки возможностей применения различных типов БЭМ в определенных условиях.

Получим, например, оценки предельных показателей синхронного трехфазного генератора расчетной мощностью 100 кВ·А. Пусть $k_l=1,2$; $v_{\max}=100$ м/с; $\alpha_0=0,7$; $A=4 \cdot 10^4$ А/м; $B_0=0,7$ Тл; $k_E=1,05$; $k_\gamma=0,8$; $\gamma_{\text{ср}}=0,8\gamma_{\text{ст}}$; $\gamma=\gamma_{\text{ст}}$; $k_k=1,4$; $T_I=0,5$ с. Для высокооборотных установок обычно $p=1$, чему соответствует $k_D \approx 2$. Согласно (1.59), (1.60), (1.65) и (1.66), $D=0,1$ м; $\lambda=1,72$; $n_{\max}=19\,660$ об/мин; $m_{\min}^*=0,433 \cdot 10^{-3}$ кг/(В·А)=0,433 кг/(кВ·А). Если увеличить выходную мощность до 300 кВ·А и принять $A=4,5 \cdot 10^4$ А/м; $B_0=0,75$ Тл при сохранении геометрического подобия ($\lambda=1,72$) и остальных показателей (кроме T_I), то, согласно (1.48) и (1.66), получим $D=0,153$ м; $n_{\max}=12\,460$ об/мин, $m_{\min}^*=0,567$ кг/(кВ·А), т. е. более мощный генератор имеет меньшую предельную частоту вращения и возросшую удельную массу, несмотря на несколько увеличенное произведение AB_0 (соответствующее показателю $\beta \approx 0,4$). Согласно (1.59), во втором случае имеем $T_I \approx 0,64$ с, т. е. время запуска установки возрастает.

При использовании машин с радиально-осевым потоком $\lambda \leq 0,6$. В таких БЭМ возрастают конструктивные коэффициенты k_k из-за наличия массивных элементов (в том числе внешних магнитопроводов) за пределами активной длины машины. Если, например, для генератора с когтеобразными полюсами (см. § 3.3) расчетной мощностью 100 кВ·А принять $\lambda=0,5$, $k_k=2,5$, то при тех же условиях, что в рассмотренном выше генераторе мощностью 100 кВ·А, получим $m^*=1,44$ кг/(кВ·А), т. е. масса генератора

возрастает в 2,5 раза. Несмотря на это, бесконтактные машины с радиально-осевым потоком могут оставаться конкурентоспособными по отношению к машинам с радиальным потоком благодаря простоте конструкции ротора и повышенной надежности.

По заданной скорости $v_{\max}$, непосредственно связанной с допустимыми механическими напряжениями в роторе, можно оценить предельные мощности электрической машины. Выражая D из (1.47) и подставляя результат в (1.43), получаем

$$S_{\text{пр}} = (k_B k_0 a_b 60^2 / \pi) \lambda A B_b (v_{\max}^3 / n^2). \quad (1.67)$$

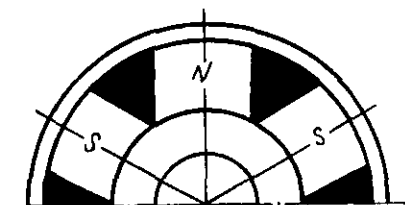
Чем быстрее машина, т. е. чем больше n , тем меньше ее предельная мощность. Это очевидно с физической точки зрения, так как увеличение частоты вращения при заданной линейной скорости должно сопровождаться уменьшением размеров машины.

Для машин автономной энергетики характерны следующие значения: $\lambda \approx 0,5 \dots 2,5$, $A \approx (3 \dots 6) \cdot 10^4$ А/м, $B_b \approx 0,6 \dots 0,8$ Тл, $v_{\max} \approx 80 \dots 200$ м/с, $n \approx (8 \dots 30) \cdot 10^3$ об/мин. Принимая крайние значения показателей, получаем $S_{\text{пр}} \approx 10\,000 \dots 12\,000$ кВ·А. Для типичных средних значений ($\lambda \approx 1$; $A \approx 4 \cdot 10^4$ А/м; $B_b \approx 0,7$ Тл; $v_{\max} \approx 100$ м/с; $n \approx 10^4$ об/мин) имеем $S_{\text{пр}} \approx 200 \dots 300$ кВ·А. Таким образом, характерный диапазон мощностей БЭМ, применяемых в автономных энергоустановках, составляет от нескольких десятков до тысяч киловольт-ампер.

Для сравнения оценим с помощью формулы (1.67) предельные мощности машин для стационарной энергетики. Пусть, например, для турбогенератора тепловой электростанции $\lambda = 6$, $A = 2 \cdot 10^5$ А/м (водородное охлаждение), $B_b = 1$ Тл, $v_{\max} = 200$ м/с, $n = 3000$ об/мин, тогда $S_{\text{пр}} = 856 \cdot 10^3$ кВ·А. Таким образом, значения $S_{\text{пр}} \approx 10^6$ кВ·А характеризуют уровень предельных мощностей единичного агрегата промышленного энергоблока.

Вопросы для самопроверки

1. Может ли масса нескольких электрических машин быть меньше массы одной машины при одинаковой суммарной мощности?
2. Каким образом наличие щеточного контакта влияет на показатели электрической машины?
3. Когда допустимо использование аналитических соотношений для внешних характеристик синхронных генераторов?
4. Поясните физический смысл системы уравнений Парка — Горева.
5. Запишите энергетический баланс при нагреве термодинамической электрической машины.
6. Как снижение электрохимической постоянной влияет на размеры электрической машины?
7. Перечислите способы снижения удельной массы электрохимического преобразователя.



БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНЫ
ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
С ПОСТОЯННЫМИ
МАГНИТАМИ
НА РОТОРЕ

§ 2.1. Общие положения

Бесконтактные электрические машины с постоянными магнитами (ПМ), называемые также бесконтактными машинами с магнитоэлектрическим индуктором, — первый тип электромеханического преобразователя энергии, созданного человеком. Еще в 1831 г. М. Фарадей демонстрировал принцип электромагнитной индукции с помощью устройств, содержащих неподвижные обмотки и перемещающиеся постоянные магниты. Начиная с 1832 г. различными исследователями предлагается целый ряд оригинальных конструкций электрических машин с ПМ, которые использовались для получения переменного тока. Однако потом такие машины в электроэнергетике были практически полностью вытеснены машинами с электромагнитным возбуждением. Это объяснялось тем, что по энергетическим и массогабаритным показателям ПМ значительно уступали электромагнитам. В последние десятилетия положение существенно изменилось, так как появились ПМ с относительно высокими удельными энергиями, реализуемые на основе сплавов железа с кобальтом, молибденом, хромом, никелем и другими материалами. Показатели ПМ из таких сплавов лишь незначительно уступают показателям электромагнитов, что привело к своеобразному «второму рождению» машин с магнитоэлектрическими индукторами. Еще более заметно ситуация изменилась в пользу машин с ПМ начиная с 70-х годов, когда началось промышленное освоение и внедрение высококоэрцитивных магнитов на основе редкоземельных материалов (РЗМ) — интерметаллических соединений самария с кобальтом SmCo_5 , самария с празеодимом и кобальтом $\text{Sm}_{0,5}\text{Pr}_{0,5}\text{Co}_5$ и др. Выпуск таких ма-

териалов быстро расширяется с каждым годом. По массогабаритным и энергетическим показателям ПМ на основе РЗМ не только не уступают, но в ряде случаев превосходят электромагниты. Хотя магниты из РЗМ обладают высокой стоимостью, совершенствование технологии производства соединений с РЗМ позволяет ожидать их заметного удешевления в ближайшие годы, что будет способствовать более широкому применению БЭМ с ПМ в электроэнергетических установках и электроприводе.

Бесконтактные машины с ПМ обладают простой электрической схемой, не потребляют энергии на возбуждение и имеют повышенный КПД, отличаются высокой надежностью работы, менее чувствительны к действию реакции якоря, чем обычные машины. Их недостатки связаны с невысокими регулировочными качествами из-за того, что рабочий поток постоянных магнитов нельзя изменять в широких пределах. Однако во многих случаях эта особенность не является определяющей и не препятствует широкому применению БЭМ с ПМ в качестве высокоэффективных синхронных генераторов и двигателей для транспортных установок, летательных аппаратов, передвижных энергоблоков и т. п. Индукторы с ПМ широко используются в бесконтактных двигателях постоянного тока (см. § 5.10).

Несмотря на быстро растущий интерес к электрическим машинам с ПМ, они недостаточно полно описаны в учебной литературе. Большинство учебников и учебных пособий по электрическим машинам либо вообще не содержат сведений по машинам с ПМ, либо предлагают их беглое описание, что не соответствует научной и практической значимости этих устройств в электромеханике и электроэнергетике.

§ 2.2. Природа ферромагнитных материалов

В БЭМ с ПМ магнитная цепь состоит из ферромагнитных материалов двух типов: магнитомягких и магнитотвердых. Ферромагнитные материалы характеризуются способностью намагничиваться во внешнем магнитном поле и усиливать его благодаря тому, что материалы состоят из макроскопических намагниченных областей — доменов с размерами порядка 10^{-3} см. При появлении внешнего магнитного поля происходит, во-первых, смещение границ доменов — объемный рост доменов, направление намагниченности которых совпадает с направлением внешнего поля, во-вторых, поворот остальных доменов в сторону внешнего поля. Этим процессам препятствует тепловое движение атомов в кристаллической решетке вещества, поэтому магнитные свойства материалов ухудшаются с ростом температуры. При превышении некоторого критического значения температуры, называемого *точкой Кюри*, доменная структура материала нарушается и его маг-

нитные свойства не проявляются. Типичные значения температуры составляют 700...900°C.

При слабых внешних полях намагниченность вещества примерно пропорциональна внешней магнитной напряженности H , а зависимость индукции B , характеризующей полное поле (созданное внешней напряженностью H и намагниченностью вещества), от напряженности близка к линейной. При больших H , когда ориентация большей части доменов упорядочена, наступает насыщение материала, и рост H приводит лишь к незначительному увеличению B .

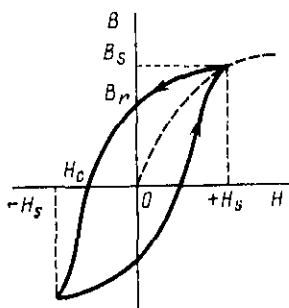


Рис. 2.1. Зависимость магнитной индукции от напряженности для ферромагнитного материала

Индукция, при которой достигается практически полная ориентация доменов вдоль внешнего поля, называется *индукцией насыщения* B_s . Ей соответствует напряженность H_s .

Процессы намагничивания (смещение границ и поворот доменов вдоль поля) обычно необратимы. Это означает, что изменение доменной структуры при прямом и обратном изменении внешнего магнитного поля идет по разным путям, с некоторым запаздыванием по отношению к изменению поля. Условно можно говорить о проявлении некоторого внутреннего трения, препятствующего изменению состояния материала.

Поэтому зависимость магнитной индукции B (полного поля) от внешней магнитной напряженности H имеет вид петли гистерезиса (рис. 2.1).

При увеличении H от $-H_s$ до $+H_s$ индукция растет по нижней границе петли, а при уменьшении H снижается по верхней. Количеством петли гистерезиса характеризуется следующими основными параметрами: индукцией насыщения B_s ; *остаточной индукцией* B_r , т. е. индукцией, сохраняющейся в материале при $H=0$ после снятия внешней МДС; *коэрцитивной силой* H_c — внешней отрицательной магнитной напряженностью, полностью размагничивающей материал. Важнейшая характеристика ферромагнетика — магнитная проницаемость $\mu=B/H$ применительно к основной кривой намагничивания, на которой размещаются вершины симметричных петель гистерезиса с максимальными напряженностями, меньшими H_s . Эта кривая проходит через начало координат и на рис. 2.1 показана пунктиром.

Магнитомягкие материалы имеют узкую петлю гистерезиса, магнитотвердые — широкую. Магнитомягкие материалы изготавливаются на основе низкоуглеродистой стали (технически чистого железа), железоникелевых и железокобальтовых сплавов. В электротехнических устройствах используется листовая электротехническая сталь с примесью кремния, благодаря которой снижается H_c .

и увеличивается удельное электрическое сопротивление стали, что важно для борьбы с вихревыми токами.

Магнитотвердые материалы, применяемые в электроэнергетических устройствах, изготавливаются из литых сплавов на основе железа, алюминия, никеля, кобальта (сплавы альнико). В настоящее время внедряются высококоэрцитивные материалы на основе редкоземельных материалов (SmCo_5 и др.). В табл. 2.1 приведены характерные средние показатели магнитомягких и магнитотвердых материалов.

Таблица 2.1

Материал	Показатели			
	μ/μ_0	B_r , Тл	B_r , Тл	H_c , А/м
Магнитомягкий	$10^4 \dots 10^6$	$1,6 \dots 2,2$	$10^{-4} \dots 10^{-2}$	$10 \dots 10^2$
Магнитотвердый	$2 \dots 10$	$0,9 \dots 1,5$	$0,6 \dots 1,2$	$10^4 \dots 10^6$

Функции магнитомягких и магнитотвердых материалов, как правило, различны. Из табл. 2.1 следует, что магнитомягкие материалы в ненасыщенном состоянии обладают высокой проницаемостью μ . Как известно, каждый участок магнитной цепи в электрической машине характеризуется магнитной проводимостью $\Lambda_m = \mu S/l$ [или обратной величиной — магнитным сопротивлением $R_m = l/(\mu S)$], где S — площадь поперечного сечения участка; l — длина участка. Магнитная проводимость Λ_m определяет связь между МДС F и магнитным потоком Φ цепи: $\Phi = \Lambda_m F$. Помещая на пути потока сердечники с высокой проницаемостью μ , можно существенно увеличить Λ_m и повысить эффективность использования располагаемой МДС F . Поэтому в большинстве электрических машин применяются магнитомягкие стальные сердечники.

Магнитотвердые материалы имеют высокие значения H_c и позволяют создавать магнитный поток за счет своей намагниченности в отсутствие обмоток возбуждения. Из магнитотвердых материалов изготавливают постоянные магниты. Магнитная проводимость постоянных магнитов низка из-за малых значений μ , поэтому их использование в качестве магнитопроводов нецелесообразно.

§ 2.3. Процессы намагничивания магнитотвердых материалов и их параметры

Для выяснения особенностей работы систем с ПМ рассмотрим следующую физическую модель. Пусть имеется магнитотвердый замкнутый сердечник C , например в форме кольца, на котором размещена обмотка возбуждения с ω витками (рис. 2.2, а, состоя-

ние 1). Подадим напряжение на обмотку, создав в ней намагничивающий ток i . Тогда внутри кольца появится положительная напряженность H_s . Согласно закону полного тока $H_s l = iw$ или $H_s = iw/l$, где l — длина средней линии кольца. Напряженности H_s соответствует индукция внутри кольца B_s . Рабочая точка в координатах B и H находится в первом квадранте в положении 1 (рис. 2.2, б). Удалим или отключим обмотку возбуждения (рис. 2.2, а, состояние 2). Тогда $i=0$, $H=0$, $B=B_r$. Рабочая точка переместится в положение 2 (рис. 2.2, б). Внутри кольца за счет сохранившейся ориентации доменов есть поле B_r . Внешнее поле отсутствует.

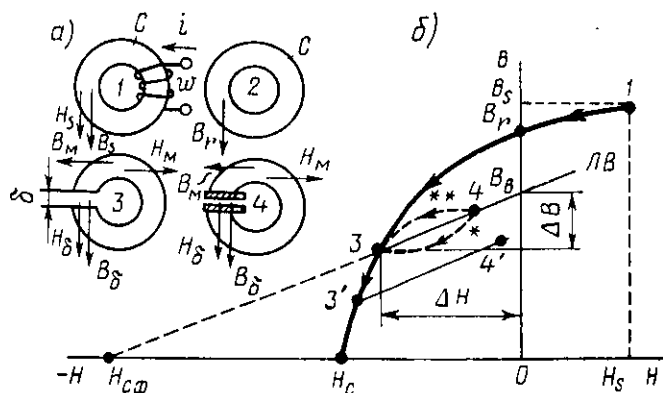


Рис. 2.2. Физическая модель постоянного магнита (а) и характерные рабочие точки магнита в координатах B и H (б)

Вырежем теперь в кольце зазор δ (рис. 2.2, а, состояние 3). Внутри зазора существует некоторая индукция B_δ за счет остаточной намагниченности стали. Пусть эта индукция направлена вниз и считается положительной. Тогда напряженность в зазоре $H_\delta = B_\delta / \mu_0$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная. Так как $\mu_0 > 0$, имеем $H_\delta > 0$, т. е. напряженность H_δ в зазоре направлена вниз. По закону полного тока $H_m l + H_\delta \delta = 0$, где H_m и l соответственно напряженность в магните и длина магнита вдоль линий поля. Имеем $H_m = (-\delta/l) H_\delta$, т. е. $H_m < 0$.

С другой стороны, магнитные линии индукции B должны быть непрерывными, как это следует из уравнения $\text{div } B = 0$, следовательно, полям B_δ и B_m соответствуют одни и те же линии поля кольцевой формы. Так как $B_\delta > 0$, то и $B_m > 0$. Таким образом, рабочая точка при переходе от второго режима к третьему опускается по петле гистерезиса в положение 3 (рис. 2.2, б), когда $B_m > 0$, $H_m < 0$. Происходит размагничивание материала. Чем больше зазор, тем больше по модулю отрицательная напряженность H_m и тем ниже по петле гистерезиса опускается рабочая точка.

Такой же эффект размагничивания можно получить за счет питания обмотки током, противоположным первоначальному. Следовательно, действие зазора в сердечнике из магнитотвердой стали и действие размагничивающего тока подобны. Так как любой постоянный магнит есть намагниченный сердечник из магнитотвердого материала, в котором имеется зазор, работа такого магнита характеризуется вторым квадрантом петли гистерезиса. Участок кривой $B=B(H)$, лежащий во втором квадранте, называется *кривой размагничивания (характеристикой размагничивания)*.

Будем теперь заполнять зазор вставками из магнитомягкого материала (рис. 2.2, а, состояние 4). При этом зазор δ уменьшается и соответственно уменьшится размагничивание материала. Ориентация доменов вдоль полного поля увеличится, а индукция B_m возрастет. Однако вследствие необратимости процессов перемагничивания рабочая точка будет перемещаться вверх не по кривой размагничивания, а по нижней ветви некоторой частной петли гистерезиса, обозначенной $*$ (рис. 2.2, б). Если удалить вставки из зазора, рабочая точка опять вернется в положение 3 по линии $**$, являющейся верхней ветвью локальной петли гистерезиса. Обычно локальные петли гистерезиса узкие и для инженерных расчетов их можно заменить некоторой средней линией, называемой *линией возврата (ЛВ)*. Таким образом, армирование постоянного магнита магнитомягкими полюсными наконечниками приводит к перемещению рабочей точки по линии возврата.

Наклон линий возврата (рис. 2.2, б) в различных точках кривой размагничивания приблизительно одинаков и характеризуется магнитной проницаемостью возврата

$$\mu_B = \Delta B / \Delta H \quad (2.1)$$

или относительной проницаемостью возврата

$$\mu_B^* = (\Delta B / \Delta H) (H_c / B_r). \quad (2.1a)$$

Значение μ_B приближенно можно найти по углу наклона касательной к основной петле гистерезиса в точке $H=0$, $B=B_r$, т. е. $\mu_B \approx (\partial B / \partial H)_{B=B_r, H=0}$. При исследовании постоянных магнитов значения H вдоль отрицательной полуоси абсцисс условно считаются положительными.

Линия возврата может характеризоваться двумя параметрами, определяемыми точками ее пересечения с осями B и H : остаточной индукцией возврата B_B и фиктивной коэрцитивной силой $H_{c\phi}$ (рис. 2.2, б). Уравнение линии возврата

$$B = B_B - \mu_B H \quad (2.2)$$

или

$$H = H_{c\phi} - \mu_B^{-1} B. \quad (2.2a)$$

Если систему с рабочей точкой 4 на линии возврата (рис. 2.2, б) подвергнуть намагничивающему действию (например, подавая намагничивающий ток в обмотку или заполняя зазор магнитомягкими вставками), то рабочая точка будет перемещаться вправо вверх по ЛВ, а после снятия намагничивающего действия она, как правило, возвращается в исходное положение 4. Когда систему подвергают размагничивающему действию (питают обмотку размагничивающим током или увеличивая зазор), рабочая точка перемещается влево вниз по ЛВ. При этом возможны два случая. Если рабочая точка

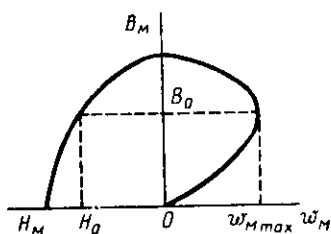


Рис. 2.3. Зависимость удельной магнитной энергии w_m от индукции магнита B_m

не достигает точки 3 отхода линии возврата, то после ликвидации размагничивающего действия она вновь вернется в положение 4. Изменения состояния системы в данном случае обратимые, и параметры магнита восстанавливаются. Если же размагничивающий эффект настолько силен, что рабочая точка достигает положения 3 и опускается вниз по кривой размагничивания до некоторой точки 3', то после снятия размагничивающего действия рабочая точка перемещается вверх по линии возврата, исходящей из точки 3', и приходит в точку 4'. В этом случае изменение состояния системы является необратимым и параметры магнита не восстанавливаются. В правильно рассчитанной системе рабочая точка не должна выходить за пределы заданной линии возврата, чтобы параметры ПМ восстанавливались после различных внешних воздействий.

Рассмотрим энергетическое использование магнита. Пусть имеется постоянный магнит с площадью поперечного сечения S_m , длиной $2l_m$ (на один полюс приходится длина l_m) и относительно малым зазором δ , в котором действуют индукция B_δ и напряженность H_δ . Удельная объемная магнитная энергия в зазоре равна $0,5 B_\delta H_\delta$, а полная запасенная в зазоре энергия $W_m = 0,5 B_\delta H_\delta S_m \delta$. При относительно малых зазорах имеем $B_\delta \approx B_m$, а $H_\delta \delta = |2H_m l_m|$. Поэтому $W_m = B_m H_m S_m l_m$. Введем удельную энергию магнита

$$w_m = W_m / Q_m = 0,5 B_m H_m, \quad (2.3)$$

где $Q_m = 2l_m S_m$ — объем магнита.

Таким образом, w_m характеризует энергию, создаваемую единицей объемом магнита в рабочем зазоре. Отличие (2.3) от обычной формулы для удельной магнитной энергии заключается в том, что параметры B_m и H_m относятся к внутреннему объему магнита, а энергия w_m — к внешнему пространству. Очевидно, чем больше w_m , тем эффективнее использование магнита с энергетической точки зрения. Пусть рабочая точка перемещается по кривой размагни-

чивания, тогда можно построить кривую $\omega_m = f(B_m)$ (рис. 2.3). Значение ω_m максимально, когда рабочая точка находится в средней области кривой размагничивания и имеет определенные координаты H_0 и B_0 . Если рабочая точка перемещается не по кривой размагничивания, а по линии возврата, то ω_m также имеет экстремум.

Кривые размагничивания для разных материалов различны. Вид кривой $B(H)$ характеризуется коэффициентом формы кривой размагничивания

$$\gamma = B_0 H_0 / (B_r H_c). \quad (2.4)$$

Чем больше γ , тем более выпуклой является кривая размагничивания.

При исследовании систем с ПМ удобно представить кривую размагничивания в аналитической форме. Хорошее приближение к реальным кривым дает равнобочная гипербола, описываемая формулой

$$B = B_r (H_c - H) / (H_c - aH), \quad (2.5)$$

где

$$a = B_r / B_s = (2 \sqrt{\gamma} - 1) / \gamma. \quad (2.6)$$

Линии $B = B_r / a = \text{const}$ и $H = H_c / a = \text{const}$ являются асимптотами гиперболы (рис. 2.4). Масштабы выбраны так, что отрезки OB_r и OH_c равны. При $\gamma = 0,25$ характеристика размагничивания, описываемая формулой (2.5), является наклонной прямой, при $\gamma = 0,5$ она близка к окружности, при $\gamma \rightarrow 1$ стремится к горизонтальной линии.

В табл. 2.2 приведены типичные параметры некоторых современных промышленных магнитотвердых материалов в соответствии с действующими ГОСТами.

К первой группе магнитотвердых материалов относятся литые и металлокерамические сплавы типа альнико на основе железа, алюминия (условно обозначаемого буквой Ю), никеля (Н), меди (Д), кобальта (К), титана (Т), ниобия (Б), кремния (С). Они имеют столбчатую (обозначаемую буквой А) или монокристаллическую структуру (обозначаемую АА). Цифры означают процентное содержание соответствующего элемента.

Литые сплавы обладают хорошими магнитными свойствами ($\omega_{m \max}$ до 40 кДж/м³), эффективно работают при температурах до 600 °С, относительно недороги, однако из-за твердости и хрупкости обладают низкими прочностными и технологическими качествами. Последние несколько лучше у металлокерамических сплавов той же группы, но их максимальная удельная энергия не превышает 16 кДж/м³. Сплавы типа альнико применяют для изготовления

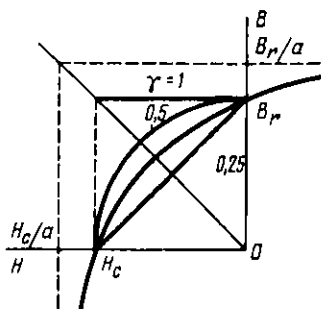


Рис. 2.4. Аппроксимирующие гиперболы для кривой размагничивания

крупных магнитов, в частности для БЭМ относительно большой мощности.

Ко второй группе магнитотвердых материалов относятся деформируемые сплавы на основе железа, кобальта, молибдена (М), хрома (Х), никеля и других металлов. Они имеют

Таблица 22

Марка сплава	$w_{\text{м. т.п.}}$, кДж/м ³	B_r , Тл	H_c , кА/м	γ
Труднодеформируемые литые и металлокерамические сплавы (альники)				
ЮН13ДК24С	18	1,3	36	0,77
ЮН15ДК24	18	1,15	52	0,7
ЮН13ДК25А	28	1,4	44	0,9
ЮН15ДК25БА	28	1,25	62	0,72
ЮНДК31Т3БА	32	1,15	92	0,6
ЮНДК35Т5БА	36	1,02	110	0,64
ЮНДК35Т5АА	40	1,05	115	0,66
ЮНДК40Т8АА	32	0,9	145	0,5
Деформируемые сплавы				
52 К13Ф (викал- лой)	До 14	1 ... 0,9	32 ... 38	0,5
30Х25 КМ	15 ... 20	1 ... 1,25	48 ... 80	0,53
25Х15КА	10 ... 17,5	1 ... 1,25	35 ... 45	0,6
Пл К78 (платинакс)	32 ... 47,5	0,7 ... 0,8	300 ... 400	0,3
Металлокерамические соединения				
ММК6	5	0,65	44	0,35
ММК8	14	1,1	40	0,64
ММК11	16	0,7	128	0,36
Магнитотвердые ферриты				
7БИ300	3,5	0,2	140	0,25
24БА210	12	0,37	205	0,316
28БА190	14	0,39	185	0,39
28СА250	14	0,39	240	0,3
30РА190	15	0,4	185	0,4
Соединения на основе РЗМ				
КС 37	55	$\geq 0,77$	≥ 540	0,26
КС 37А	65	$\geq 0,82$	≥ 560	0,28
КСП 37	65	0,9	520	0,28
КСП 37А	72,5	0,9	500	0,32

хорошие технологические и механические свойства и используются для изготовления магнитов сложной формы. Наилучшие показатели среди материалов этой группы у платинакса, но он дорогой и применяется для изготовления миниатюрных магнитов.

Третья группа магнитотвердых материалов включает в себя материалы металлокерамические (ММК), изготов-

ляемые методами порошковой металлургии с высокой производительностью при отсутствии технологических потерь материалов. Из-за повышенной пористости эти материалы имеют ухудшенные магнитные параметры, однако из них легко изготавливаются сложные магнитные системы.

К четвертой группе магнитотвердых материалов относятся магнитотвердые ферриты, которые также обычно изготавливаются методами порошковой технологии. В обозначениях (табл. 2.2): Б — бариевый, К — кобальтовый, С — стронциевый, А — анизотропный, Р — легированный редкоземельными материалами; первая цифра примерно равна $2\omega_{\max}$. Хотя магнитные свойства бариевых ферритов невысокие, они весьма дешевы (дешевле сплавов альнико примерно в 10 раз) и широко применяются в электрических машинах малой мощности. Удельное сопротивление бариевых ферритов на много порядков выше, чем у металлов, что практически исключает возникновение в них вихревых токов и соответствующих потерь. Особенно рационально использовать бариевые ферриты при высоких частотах. Из феррита бария изготавливаются эластичные магнитные материалы, в которых применяется резиновая основа с наполнителем из мелкого порошка феррита. Такой материал легко режется, сгибается, штампуются и т. п. Типичные параметры эластичных магнитов: $\omega_{\max} \leq 2$ кДж/м³; $B_r \approx 0,14 \dots 0,15$ Тл; $H_c \leq 100$ кА/м; $\rho \approx 10^4$ Ом·м — удельное электрическое сопротивление.

Материалы пятой группы, являющиеся интерметаллическими соединениями на основе редкоземельных материалов типа соединений самария (в обозначениях — С) с кобальтом (К) и с празеодимом (П), обладают наивысшими магнитными свойствами. Буква «А» в обозначении соответствует улучшенной текстуре соединения. Эти материалы дороги и сложны в производстве, однако их технология быстро совершенствуется, а стоимость снижается. По своим свойствам они являются наилучшими материалами для постоянных магнитов, используемых в БЭМ энергетического назначения. В настоящее время осваивается выпуск магнитов из РЗМ с $B_r = 0,9 \dots 1$ Тл и $H_c = 800 \dots 900$ кА/м.

Природа высокой магнитной твердости соединений РЗМ связана с тем, что в них имеются частые включения магнитомягкой фазы, которые задерживают деформацию доменных стенок магнитотвердого материала при внешних размагничивающих воздействиях. Стоимость SmCo_5 достигает нескольких сотен рублей за 1 кг.

Особые перспективы среди материалов последней группы имеют недавно открытые магнитотвердые сплавы типа фенбор на основе железа (Fe), неодима (Nd) и бора (В), не содержащие остродефицитного кобальта и обладающие хорошими технологическими качествами. Например, для сплава $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ имеем: $\omega_{\max} = 120$ кДж/м³; $B_r = 1,18$ Тл, $H_c = 744$ кА/м, $\gamma = 0,27$; для сплава $\text{Nd}_{15}\text{Fe}_{77}\text{B}_8$ соответственно 145 кДж/м³; 1,23 Тл; 880 кА/м; 0,27. В США получен сплав

фенебор типа NEOMAX-35, у которого $\omega_{\text{м max}} = 142 \text{ кДж/м}^3$; $B_r = 1,24 \text{ Тл}$; $H_c = 926 \text{ кА/м}$.

При промышленном производстве стоимость сплавов фенебор близка к стоимости сплавов альнико. Она существенно ниже, чем у магнитов на основе самария и кобальта. В настоящее время ведутся интенсивные работы по совершенствованию характеристик и промышленному освоению сплавов фенебор. Пока они уступают самарий-кобальтовым магнитам по температуре Кюри (около 330°C у фенебора и 725°C у SmCo_5) и температурной стабильности. Их недостатком является также сильная подверженность коррозии.

Обратимые изменения индукции постоянных магнитов при изменении температуры (в процентах на один градус) характеризуются температурным коэффициентом α_B , типичные значения которого при температурах от -100 до $+200^\circ\text{C}$ составляют $0,02 \dots 0,06\%/^\circ\text{C}$. При низких температурах (менее 0°C) обычно $\alpha_B > 0$, а при высоких (более 100°C) $\alpha_B < 0$, т. е. магнитные свойства ухудшаются при повышении температуры. Наилучшей термической устойчивостью обладают материалы типа ЮНДК, имеющие при обычных условиях $\alpha_B \approx 0,02\%/^\circ\text{C}$ и температуру Кюри до 850°C . У магнитов на основе РЗМ α_B может достигать $0,06 \dots 0,08\%/^\circ\text{C}$.

Отметим, что постоянные магниты подвержены так называемому «магнитному старению», когда показатели магнита в нормальных условиях могут изменяться от долей процента до нескольких процентов за один год.

§ 2.4. Совместная работа постоянного магнита с внешней магнитной цепью

Обычно постоянный магнит работает совместно с внешней магнитной цепью, содержащей ферромагнитные сердечники с обмотками, отделенные от магнита воздушными зазорами. Простейшая модель магнита с внешней цепью приведена на рис. 2.5. Магнитный поток Φ_m , создаваемый магнитом, состоит из основного рабочего потока в зазоре Φ_δ , замыкающегося через магнит, зазоры и сердечник, а также потока рассеяния Φ_σ , замыкающегося вокруг магнита и не попадающего в сердечник.

Расчет поля рассеяния в системах с постоянными магнитами — сложная задача, требующая использования громоздких вычислительных методов или моделирующих установок. В инженерной практике условно считают, что поток рассеяния проходит по всей длине магнита и исходит из рабочей поверхности полюса магнита, причем значение потока рассеяния пропорционально МДС магнита $F_m = H_m l_m$, т. е.

$$\Phi_\sigma = \Lambda_\sigma F_m, \quad (2.7)$$

где Λ_σ — магнитная проводимость рассеяния.

Значение Φ_0 обычно учитывают с помощью коэффициента рассеяния $k_0 = \Phi_M / \Phi_0 = (\Phi_0 + \Phi_0) / \Phi_0 = 1 + \Phi_0 / \Phi_0$. Поток Φ_0 и Φ_0 в сумме определяют внешний по отношению к магниту поток $\Phi_{вн} = \Phi_0 + \Phi_0$. Очевидно,

$$\Phi_{вн} = \Phi_M. \quad (2.8)$$

Это соотношение является первым условием совместной работы магнита с внешней цепью.

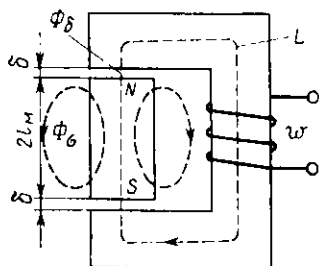


Рис. 2.5. Постоянный магнит и внешняя цепь

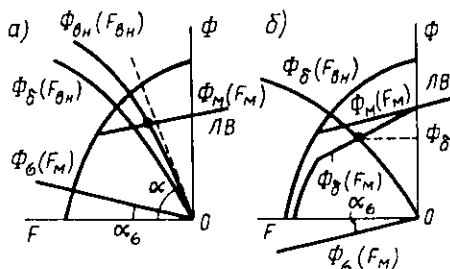


Рис. 2.6. Зависимости магнитных потоков от МДС для магнита и внешней цепи

Рассмотрим замкнутый контур L , являющийся некоторой средней линией для потока Φ_0 . Согласно закону полного тока при обесточенной обмотке на сердечнике имеем $\oint_L H dl = 0$. Если считать,

что в пределах магнита, зазора и сердечника поле однородное, то

$$H_M(2l_M) + H_0(2l_0) + H_{ст}(2l_{ст}) = 0, \quad (2.9)$$

где H_M , H_0 , $H_{ст}$ — магнитные напряженности в магните, зазорах и стальном сердечнике; l_M , l_0 и $l_{ст}$ — длины участков контура L соответственно в пределах магнита, зазоров и сердечника, приходящиеся на один полюс.

Если обозначить МДС, соответствующую внешней цепи для одного полюса, $F_{вн} = H_0 l_0 + H_{ст} l_{ст}$ и учесть, что $H_M < 0$, а МДС магнита на один полюс $F_M = H_M l_M < 0$, то из (2.9) следует

$$F_M = F_{вн}, \quad (2.10)$$

т. е. развиваемая магнитом МДС затрачивается на преодоление МДС внешней цепи. Соотношение (2.10) является вторым условием работы ПМ с внешней цепью.

Положение рабочей точки магнита находится следующим образом. Пусть заданы кривая размагничивания и линия возврата магнита в координатах B и H (значения H принимаются положительными). Так как поток и МДС отличаются от индукции и напряженности постоянными множителями, т. е. $\Phi_M = B_M S_M$ и $F_M = H_M l_M$,

то можно построить кривую размагничивания и линию возврата $\Phi_m(F_m)$ в координатах F и Φ (рис. 2.6, а). В этих же координатах построим зависимость потока в сердечнике (равного по условию Φ_δ) от МДС $F_{вн}$, используя очевидную зависимость $F_{вн} = H_\delta l_\delta + H_{ст} l_{ст} = B_\delta l_\delta / \mu_0 + B_{ст} l_{ст} / \mu_{ст} = \Phi_\delta l_\delta / (\mu_0 S_\delta) + \Phi_\delta l_{ст} / (\mu_{ст} S_{ст})$, откуда следует

$$\Phi_\delta = F_{вн} / [l_\delta / (\mu_0 S_\delta) + l_{ст} / (\mu_{ст} S_{ст})]. \quad (2.11)$$

где $\mu_{ст}$ — магнитная проницаемость стали.

При увеличении $F_{вн}$ вначале сердечник ненасыщен, значение $\mu_{ст}$ велико, вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь и Φ_δ нарастает пропорционально $F_{вн}$. По мере насыщения стали сердечника $\mu_{ст}$ падает, знаменатель (2.11) увеличивается, рост Φ_δ замедляется, поэтому в общем случае зависимость Φ_δ от $F_{вн}$ будет нелинейной. Далее построим зависимость потока рассеяния Φ_σ от МДС F_m , которая, согласно (2.7), является прямой, наклоненной к оси абсцисс под углом $\alpha_\sigma = \arctg \Lambda_\sigma$. Наконец, сложим ординаты кривых для Φ_δ и Φ_σ и построим кривую $\Phi_{вн}(F_{вн})$, учитывая (2.10).

Из (2.8) и (2.10) следует, что точка пересечения кривой $\Phi_{вн}(F_{вн})$ с линией возврата $\Phi_m(F_m)$ и будет рабочей точкой магнита с внешней цепью.

В ряде случаев требуется найти в координатах F и Φ рабочую точку, определяющую основной поток Φ_δ , который поступает от магнита в зазор и внешний сердечник. Тогда обычно строят линию $\Phi_\sigma(F_m)$ в третьем квадранте (рис. 2.6, б) и находят кривую $\Phi_\delta(F_m)$ как разность ординат кривых $\Phi_m(F_m)$ и $\Phi_\sigma(F_m)$. Точка ее пересечения с линией $\Phi_\delta(F_{вн})$ и определяет значение рабочего потока Φ_δ для магнита с внешней цепью.

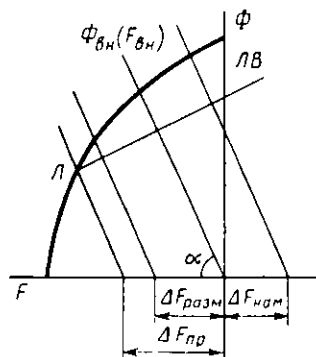
Во многих случаях примыкающий к магниту сердечник является ненасыщенным. Тогда, как видно из (2.11), зависимость $\Phi_\delta(F_{вн})$ — линейная. Следовательно, и $\Phi_{вн}(F_{вн})$ будет описываться лучом, проведенным из начала координат под углом $\alpha = \arctg \Lambda_{вн}$ к оси абсцисс (рис. 2.6, а, пунктирная линия). Внешняя магнитная проводимость $\Lambda_{вн}$ складывается из проводимости зазора $\Lambda_\delta = \mu_0 S_\delta / l_\delta$ и проводимости рассеяния Λ_σ :

$$\Lambda_{вн} = \Lambda_\delta + \Lambda_\sigma. \quad (2.12)$$

Пусть теперь по обмотке сердечника течет ток, создавая дополнительную МДС. Предположим, что внешняя МДС, действующая непосредственно на каждый полюс магнита, есть ΔF . Тогда правая часть выражения для закона полного тока (2.9) будет равна не нулю, а $2\Delta F$. Значение ΔF , естественно, включить в $F_{вн}$. При этом все предшествующие рассуждения остаются верными, но $F_{вн}$ изменится на ΔF , т. е. зависимость $\Phi_{вн}(F_{вн})$ переносится параллельно самой себе вдоль оси абсцисс на $\Delta F_{разм}$, влево при размагничивающей МДС или на $\Delta F_{нам}$ вправо при намагничивающей МДС (рис. 2.7). Рабочая точка магнита при этом также смещается в новое положение.

ние. Ясно, что допустимые размагничивающие МДС $\Delta F_{\text{разм}}$ не должны выводить рабочую точку с заданной линии возврата. Предельные значения $\Delta F_{\text{пр}}$ определяются пересечением с осью абсцисс луча $\Phi_{\text{вн}}(F_{\text{вн}})$, наклоненного под углом α и проходящего через точку отхода $ЛВ$ (точку $Л$). Во всех рабочих режимах должно выполняться ограничение $\Delta F_{\text{разм}} \leq \Delta F_{\text{пр}}$. В противном случае, как показано выше, рабочая точка при размагничивании перейдет на нижележащую $ЛВ$ и параметры магнита не восстановятся.

При нахождении ΔF следует выделить из внешней МДС ту ее часть, которая воздействует непосредственно на полюс магнита с учетом рассеяния. Если же откладывать по оси абсцисс внешнюю размагничивающую МДС, то с ростом последней угол α будет несколько возрастать, хотя этим эффектом часто можно пренебречь.



§ 2.5. Стабилизация постоянных магнитов и их защита от нестационарных размагничивающих эффектов

Рис. 2.7. Учет внешней МДС для постоянного магнита с внешней цепью

После изготовления и намагничивания постоянный магнит необходимо подвергнуть ряду операций, чтобы его параметры в процессе нормальной эксплуатации обратимо изменялись в допустимых пределах.

Стабилизация ПМ. Начальный цикл подобных операций связан со стабилизацией внутренней структуры материала магнитов путем циклического нагрева и охлаждения, воздействия ударов и вибраций и т. п. до тех пор, пока изменения свойств магнита по отношению к тепловым и механическим воздействиям не станут обратимыми. Затем магнит подвергают стабилизации внешними размагничивающими воздействиями. Существует два вида такой стабилизации.

В первом случае магнит подвергают стабилизации «воздухом». При этом наибольшее размагничивание создается предельным уменьшением $\Lambda_{\text{вн}}$ за счет размыкания магнитной цепи, когда магнит вынимают из намагничивающей установки и оставляют его без арматуры и внешних сердечников. Внешняя магнитная проводимость магнита $\Lambda_{\text{вн}}$ при удалении сердечников (в свободном состоянии), очевидно, равна соответствующей проводимости рассеяния $\Lambda_{\text{осв}}$. Поэтому пересечение луча, направленного под углом $\alpha_{\text{осв}} = \arctg \Lambda_{\text{осв}}$ к оси абсцисс, с кривой размагничивания определяет точку отхода номинальной $ЛВ$ (рис. 2.8, а). После помещения магнита в систему с сердечниками рабочая точка перемещается по $ЛВ$

до точки пересечения последней с лучом, наклоненным под углом $\alpha_{ном} = \text{arctg } \Lambda_{вн ном}$, где $\Lambda_{вн ном}$ — номинальное значение внешней проводимости.

Во втором случае магнит подвергают воздействию предельных размагничивающих токов в обмотках, помещенных на внешних сердечниках. При этом точка отхода ЛВ определяется пересечением кривой размагничивания и луча, наклоненного под углом $\alpha_{ном} = \text{arctg } \Lambda_{вн ном}$ и сдвинутого влево на значение максимальной размагничивающей МДС ΔF_{max} (рис. 2.8, б). После стабилизации рабочая точка переходит в номинальное положение, определяемое пересечением ЛВ и луча, исходящего из начала координат и наклоненного под углом $\alpha_{ном}$.

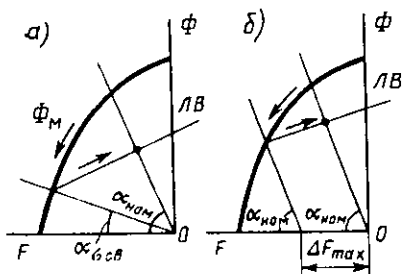


Рис. 2.8. Нахождение рабочей точки магнита при его стабилизации «воздухом» (а) и внешней размагничивающей МДС (б)

Защита ПМ от размагничивания. Часто на магнит действуют

кратковременные нестационарные размагничивающие МДС, например сверхпереходные токи к. з. (см. § 1.2), токи импульсных нагрузок и т. п. Можно защитить магнит от нестационарного размагничивания, размещая на нем демпфирующие контуры с малым омическим сопротивлением. При возникновении внешних нестационарных магнитных потоков, стремящихся проникнуть в магнит, в этих контурах по правилу Ленца будут наводиться ЭДС и протекать токи, препятствующие изменению потока магнита. В самом магните также наводятся вихревые токи, демпфирующие изменения потока, но роль этих токов мала, так как магнитотвердые материалы имеют относительно высокое удельное электрическое сопротивление.

Защита магнита M от размагничивания может обеспечиваться его армированием полюсными наконечниками $ПН$ из магнитомягкой стали (рис. 2.9, а). Роль демпфирующего контура выполняет массив наконечника, в котором при изменении потока наводятся вихревые токи, противодействующие изменению потока. Для улучшения защиты магнита часто применяют специальные демпферные короткозамкнутые обмотки $ДО$ стержневого типа, уложенные в полюсных наконечниках (рис. 2.9, б), а также высокопроводящие втулки B или обечайки, охватывающие магнит (рис. 2.9, в).

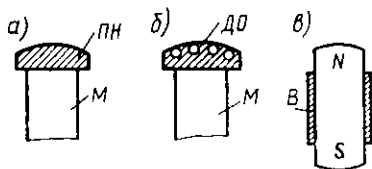


Рис. 2.9. Эскиз магнита, защищенного от нестационарных размагничивающих эффектов с помощью демпфирующих контуров

Демпфирующее влияние на магнит может оказывать заливка пространства между смежными полюсами хорошо проводящим немагнитным сплавом.

Для эффективной защиты магнита необходимо, очевидно, чтобы постоянная времени демпфирующего контура (время проникновения поля в контур) превышала характерное время изменения внешнего потока и создающей его МДС. В противном случае внешний поток успевает проникнуть в магнит и вызвать его размагничивание.

В связи с изложенным максимальный ток $i_{\max}$, определяющий $\Delta F_{\max}$, выбирается равным максимальному нестационарному размагничивающему току (например, ударному току короткого замыкания в якорной обмотке), если магнит не защищен демпферными контурами. Для защищенного магнита $i_{\max}$ выбирается равным стационарному максимальному размагничивающему току (например, установившемуся току к.з. в якорной обмотке).

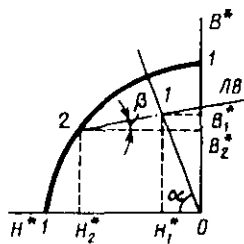


Рис. 2.10. Кривая размагничивания в относительных единицах

§ 2.6. Система относительных единиц. Оптимальное использование магнита

Для удобства анализа машин с ПМ используют систему относительных единиц, в которой все величины делятся на соответствующие характерные масштабы и становятся безразмерными: $B^* = B/m_B$; $H^* = H/m_H$; $\Phi^* = \Phi/m_\Phi$; $F^* = F/m_F$; $\Lambda^* = \Lambda/m_\Lambda$; $\omega^* = \omega/m_\omega$; $\mu^* = \mu/m_\mu$ и т. д.

В качестве масштабов применяются следующие значения: для индукции $m_B = B_r$; для напряженности $m_H = H_c$; для магнитной проницаемости $m_\mu = B_r/H_c$; для потока $m_\Phi = B_r S_m$; для МДС $m_F = H_c l_m$; для магнитной проводимости $m_\Lambda = m_\Phi/m_F = B_r S_m/(H_c l_m)$; для энергии $m_\omega = B_r H_c/2$.

Из (2.5) легко получить уравнение приведенной кривой размагничивания

$$B^* = (1 - H^*)(1 - aH^*). \quad (2.13)$$

Эта кривая построена на рис. 2.10 вместе с линией возврата и лучом, исходящим из начала координат под углом α и характеризующим внешнюю цепь. Очевидно, $\tan \beta = \mu_v^*$, $\tan \alpha = \Lambda_{вн}^*$.

Если определить μ_v^* приближенно по тангенсу угла наклона касательной к кривой $B^*(H^*)$ в точке $B^* = 1$, $H^* = 0$, то μ_v^* выражается аналитически: $\mu_v^* = 1 - a$. Рабочая точка магнита 1 по-прежнему определяется пересечением луча внешней цепи и ΛB и имеет координаты B_1^* и H_1^* . Координаты точки отхода линии возврата: B_2^* и H_2^* . Найдём аналитически B_1^* и H_1^* , считая заданными

ми свойства материала магнита (a и μ_B^*), характеристику внешней цепи $\Lambda_{\text{вн}}^* = \operatorname{tg} \alpha$ и максимально возможную размагничивающую напряженность $\Delta H_{\text{max}}^* = H_2^* - H_1^*$. Поскольку угол β мал, значение ΔH_{max}^* приблизительно соответствует $\Delta F_{\text{пр}}$ на рис. 2.7.

Так как точка 2 находится на кривой размагничивания, то $B_2^* = (1 - H_2^*) / (1 - a H_2^*)$. Кроме того, очевидно, $B_1^* = B_2^* + \Delta H_{\text{max}}^* \mu_B^*$; $B_1^* = H_1^* \operatorname{tg} \alpha = H_1^* \Lambda_{\text{вн}}^*$.

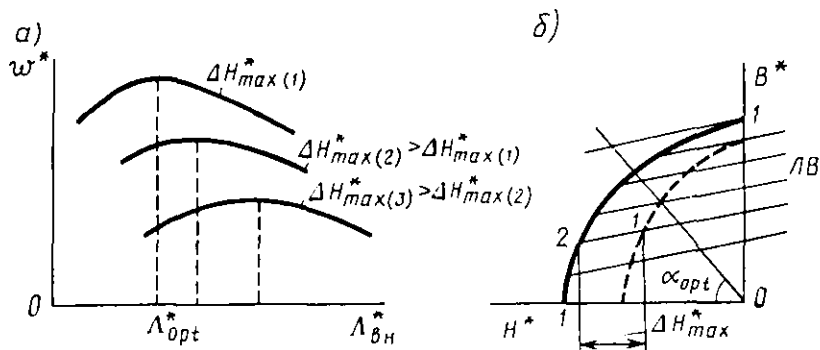


Рис. 2.11. Зависимости удельной энергии магнита от внешней проводимости (а), построенные на основе кривой размагничивания (б)

Из записанных соотношений легко получить уравнение $B_1^* = (1 - B_1^* \Lambda_{\text{вн}}^{*-1} - \Delta H_{\text{max}}^*) / (1 - a B_1^* \Lambda_{\text{вн}}^{*-1} - a \Delta H_{\text{max}}^*) + \mu_B^* \Delta H_{\text{max}}^*$, решением которого будет

$$B_1^* = C/2 - \sqrt{C^2/4 - D}, \quad (2.14)$$

где

$$C = a^{-1} + \Delta H_{\text{max}}^* \mu_B^* + (a^{-1} - \Delta H_{\text{max}}^*) \Lambda_{\text{вн}}^*; \quad (2.15)$$

$$D = [a^{-1} - a^{-1}(1 - \mu_B^*) \Delta H_{\text{max}}^* - (\Delta H_{\text{max}}^*)^2 \mu_B^*] \Lambda_{\text{вн}}^*. \quad (2.16)$$

Напряженность $H_1^* = B_1^* \Lambda_{\text{вн}}^{*-1}$. Относительная энергия магнита $w_1^* = w_{\text{м1}}/m_w = B_1 H_1 / (B_r H_c) = B_1^* H_1^*$.

Если построить зависимости w_1^* от $\Lambda_{\text{вн}}^*$ при $\Delta H_{\text{max}}^* = \text{const}$, то они будут иметь вид кривых, изображенных на рис. 2.11, а.

Видно, что для каждого заданного ΔH_{max}^* существует максимальная энергия магнита w_{max}^* при определенном оптимальном значении Λ_{opt}^* . Значит, при заданных материале магнита и предельно допустимом размагничивании внешнюю цепь целесообразно рассчитывать так, чтобы $\Lambda_{\text{вн}}^* = \Lambda_{\text{opt}}^*$. Если, например, магнит отделен от магнитомягкого сердечника суммарным зазором l_0 и площадь поперечного сечения магнита, области зазора и сердечника равна S , а длина магнита l_m (на один полюс), то без учета рассеяния $\Lambda_{\text{вн}}^* = \Lambda_{\text{вн}}/m_A = \mu_0 H_c l_m / (l_0 B_r)$, а из равенства $\Lambda_{\text{вн}}^* = \Lambda_{\text{opt}}^*$ полу-

чаем $l_m/l_0 = \Lambda^*_{opt} B_r / (\mu_0 H_c) = \Lambda^*_{opt} / \mu_0^*$, т. е. для того, чтобы магнит развивал максимальную энергию, необходимо иметь определенное отношение его длины к суммарной длине зазора.

Наличие максимумов у кривых $\omega^*(\Lambda^*_{вн})$ можно пояснить следующим образом. Очевидно, что изменение $\Lambda^*_{вн}$ (угла α) при $\Delta H^*_{max} = const$ соответствует перемещению рабочей точки по пунктирной кривой в координатах B^*, H^* (рис. 2.11, б), каждая точка которой (например, 1) получается смещением вдоль LB точки отхода (например, 2) так, что $H_2^* - H_1^* = \Delta H^*_{max}$. В некоторой точке на пунктирной кривой имеем максимум произведения $B^* H^* = \omega^* = \omega^*_{max}$. Этой точке и соответствует $\Lambda^*_{opt} = \tan \alpha_{opt}$.

Рассмотренные выше эффекты имеют основное значение для двигателей с ПМ, у которых ΔH^*_{max} соответствует максимальному действию реакции якоря, например, при пуске.

Если рабочая точка находится на кривой размагничивания, то, как было показано выше, максимальная внешняя энергия, развиваемая магнитом при $B = B_0$ и $H = H_0$, равна $0,5 B_0 H_0$. Для приведенной кривой размагничивания $\omega^*_{max} = B_0 H_0 / B_r H_c = B_0^* H_0^* = \gamma$, т. е. максимальная внешняя относительная энергия равна коэффициенту формы кривой размагничивания. Так как гипербола $B^*(H^*)$ равнобочная, то $B_0^* = H_0^* = \sqrt{\gamma}$.

Если при работе на LB рассчитать индукции, соответствующие ω^*_{max} при различных ΔH^*_{max} , то для многих материалов при $0 < \Delta H^*_{max} < (0,6 \dots 0,8)$ эта индукция будет изменяться незначительно. Поэтому при предварительном определении размеров магнита часто принимают индукцию $B_m^* = \sqrt{\gamma}$, т. е. $B_m = \sqrt{\gamma} B_r$.

Анализ состояния постоянного магнита существенно упрощается, если характеристика размагничивания — прямая линия, т. е. $\gamma = 0,25$ (рис. 2.12). Такую форму имеет кривая размагничивания для ряда магнитов из редкоземельных материалов (например, $SmCo_5$). Очевидно, что в этом случае линия возврата совпадает с исходной кривой размагничивания, рабочая точка всегда находится на кривой размагничивания и изменения свойств магнита будут обратимыми практически при любых размагничивающих эффектах. Такие магниты не требуют стабилизации «воздухом» или предельными токами.

Для них произведение $B^* H^*$ и соответственно внешняя энергия магнита максимальны при $B_0^* = H_0^* = \sqrt{\gamma} = 0,5$. Однако на практике больший интерес представляет состояние магнита с максимальной полезной энергией, развиваемой в рабочем зазоре δ . Для

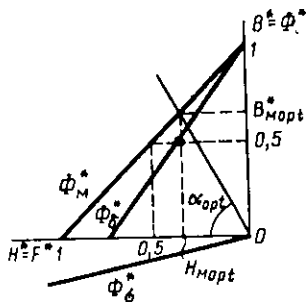


Рис. 2.12. Линейная характеристика размагничивания

его нахождения введем относительные величины $\Phi^* = B^*$ и $F^* = H^*$ и построим линии $\Phi_{\sigma}^*(F_m^*) = \Lambda_{\sigma}^* F_m^*$ и $\Phi_{\delta}^* = \Phi_m^* - \Phi_{\sigma}^*$ аналогично тому, как это делалось в § 2.4 (см. рис. 2.6, б). Очевидно, что максимальная энергия в зазоре (максимум произведения абсциссы и ординаты линии Φ_{δ}^*) будет при $\Phi_{\delta \text{opt}}^* = 0,5$. С учетом $\Phi_m^* = 1 - F_m^*$, $\Phi_{\delta}^* = \Phi_m^* - \Lambda_{\sigma}^* F_m^*$ получаем $F_{m \text{opt}}^* = H_{m \text{opt}}^* = [2(1 + \Lambda_{\sigma}^*)]^{-1}$ и соответственно $\Phi_{m \text{opt}}^* = B_{m \text{opt}}^* = (1 + 2\Lambda_{\sigma}^*)/[2(1 + \Lambda_{\sigma}^*)]$. При этом, очевидно, магнитная цепь должна быть такой, чтобы $\Lambda_{\text{вн}}^* = (\Phi_m/F_m)_{\text{opt}} = \text{tg } \alpha_{\text{opt}} = 1 + 2\Lambda_{\sigma}^*$, и так как $\Lambda_{\text{вн}}^* = \Lambda_{\delta}^* + \Lambda_{\sigma}^*$, то $\Lambda_{\delta \text{opt}}^* = 1 + \Lambda_{\sigma}^*$.

При нелинейной зависимости $\Phi_m(F_m)$ можно получить аналогичные соотношения, но они значительно усложняются.

Оптимизация состояния ПМ по внешней или полезной энергии магнитов рациональна в двигателях. Для генераторов с ПМ большее практическое значение имеет оптимизация непосредственно по выходной мощности.

§ 2.7. Рабочая диаграмма магнита в синхронной БЭМ. Схема замещения магнитной цепи БЭМ с постоянными магнитами

Рассмотрим простейшую модель синхронного генератора с постоянными магнитами, изображенную на рис. 2.13, и построим для нее рабочую диаграмму магнита.

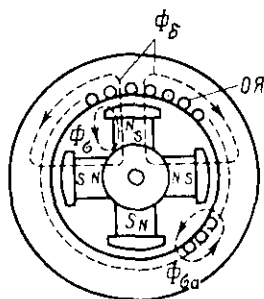


Рис. 2.13. Синхронный генератор с постоянными магнитами

Рабочая диаграмма магнита и основное расчетное уравнение БЭМ с ПМ. Рабочая диаграмма позволяет определить состояние магнита во всем диапазоне рабочих режимов машины и найти параметры, необходимые для построения векторных диаграмм и характеристик машины. Диаграмму рационально строить для безразмерных относительных величин в координатах h (по оси абсцисс) и b (по оси ординат), которые изменяются в пределах от 0 до 1. Координата h соответствует относительной магнитной напряженности H^* и зависящим от нее величинам — МДС F^* и току I^* . Координата b соответствует относительной магнитной индукции B^* и зависящим от нее величинам — потоку Φ^* и ЭДС E^* (а также напряжению U^*). Масштабы для H , B , F , Φ введены в § 2.6, а для ЭДС и тока определяются ниже.

Предполагается, что стабилизация магнитов в машине осуществляется током к. з., создающим предельную размагничивающую МДС $F_{\text{пр}}$ (см. § 2.4). Построение диаграммы (рис. 2.14) начнем с основной приведенной кривой размагничивания I магнита $\Phi_m^*(F_m^*)$,

которая благодаря применению относительных единиц совпадает с приведенной кривой размагничивания, описываемой (2.13). Кривая размагничивания считается заданной для используемого материала магнитов.

Построим в третьем квадранте $\Phi_{\delta}^*(F_M^*)$ (кривая 2) под углом $\alpha_{\delta} = \text{arctg } \Lambda_{\delta}^*$ к оси h , считая известной проводимость рассеяния. Вычитая ординату кривой 2 из ординаты кривой 1, получим зави-

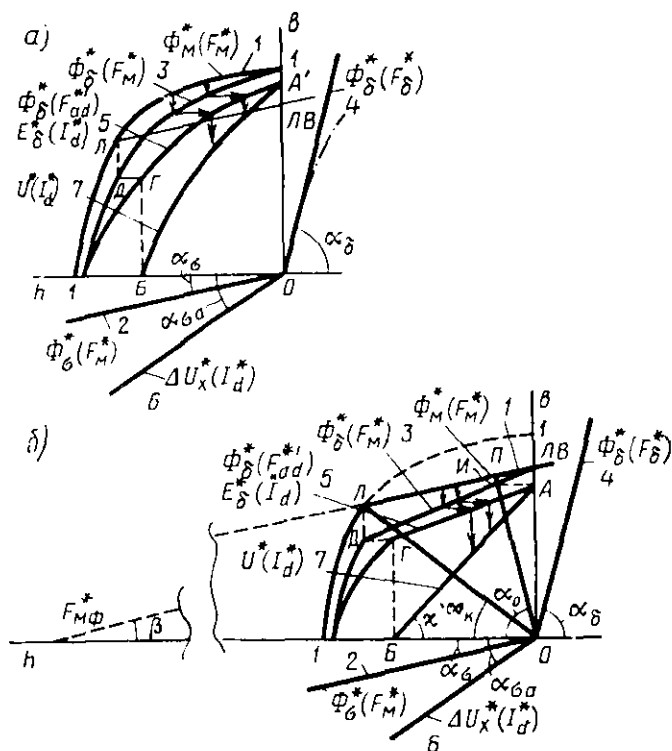


Рис. 2.14. Рабочая диаграмма магнита синхронного генератора до стабилизации (а) и после стабилизации током к.з.

симость рабочего потока в зазоре от МДС магнита: $\Phi_{\delta}^*(F_M^*)$ в виде кривой 3 (здесь и в дальнейшем абсциссы и ординаты всех кривых считаются положительными). Далее необходимо учесть влияние размагничивающей продольной реакции якоря, создаваемой МДС F'_{ad} якорной обмотки [напомним, что, как и в (1.5), штрих означает приведение МДС якоря к эквивалентной МДС магнита]. Если сталь якоря не насыщена, то МДС магнита, согласно (2.10), затрачивается на проведение магнитного потока через расчетный зазор $\delta' = k_{\delta}\delta$, где k_{δ} — коэффициент зазора, учитывающий зубча-

тую структуру поверхности якоря, и на преодоление размагничивающей реакции якоря, т. е.

$$F_m = F_\delta + F'_{ad} \text{ и } F'_{ad} = F_m - F_\delta. \quad (2.17)$$

Так как в зазоре $\mu = \mu_0 = \text{const}$, то Φ_δ^* линейно зависит от F_δ^* , т. е. $\Phi_\delta^* = \Lambda_\delta^* F_\delta^*$, где Λ_δ^* — относительная магнитная проводимость зазора. Значит, зависимость $\Phi_\delta^*(F_\delta^*)$ можно изобразить лучом в первом квадранте, наклоненным к оси абсцисс под углом $\alpha_\delta = \arctg \Lambda_\delta^*$ (кривая 4 на рис. 2.14, а).

При заметном насыщении якоря его влияние можно учесть коэффициентом k_μ (см. § 1.2), полагая $\delta'' = k_\mu k_\delta \delta$. По мере роста МДС k_μ увеличивается и кривая 4 отклоняется вправо, как показано штрихпунктиром на рис. 2.14, а.

Если вычесть абсциссу кривой 4 из абсциссы кривой 3, то с учетом (2.17) получим зависимость $\Phi_\delta^*(F'_{ad})$ (кривая 5). Эта же кривая дает зависимость ЭДС E_δ^* генератора (см. § 1.2) от продольного тока I_d^* , т. е. $E_\delta^*(I_d^*)$. Действительно, согласно (1.3) при $k_B = \pi\sqrt{2}/4$ имеем $E_\delta = \pi\sqrt{2} f \omega k_0 m_\Phi \Phi_\delta^*$.

Выбирая величину $m_E = \pi\sqrt{2} f \omega k_0 m_\Phi$, имеющую размерность напряжения, в качестве масштаба для ЭДС, получаем $E_\delta^* = E_\delta / m_E = \Phi_\delta^*$.

Далее, если на основании (1.5) и (1.6) записать

$$F'_{ad} m_F = m \sqrt{2} \omega k_d k_0 I_d' (\pi p), \quad (2.18)$$

а затем принять величину $m_I = \pi p m_F / (m \sqrt{2} k_d k_0 \omega)$, имеющую размерность тока, за масштаб тока, то $I_d^* = I_d' / m_I = F'_{ad}$. Итак, поскольку $E_\delta^* = \Phi_\delta^*$; $I_d^* = F'_{ad}$, кривые $E_\delta^*(I_d^*)$ и $\Phi_\delta^*(F'_{ad})$ тождественны.

Далее построим зависимость напряжения генератора от тока при чисто индуктивной нагрузке. Из векторной диаграммы (см. рис. 1.4, б) следует, что $U = E_\delta - \Delta U_X$, где $\Delta U_X = X_{\sigma a} I_d$ — падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния обмотки якоря. Зависимость $\Delta U_X^*(I_d^*)$ можно изобразить лучом в третьем квадранте, направленным под углом

$$\alpha_{\sigma a} = \arctg [(X_{\sigma a} I_d' / m_E) / (I_d' / m_I)] = \arctg X_{\sigma a}^*,$$

где $X_{\sigma a}^* = X_{\sigma a} (m_I / m_E)$ (кривая 6 на рис. 2.14, а).

Вычитая ординаты кривой 6 из ординат кривой 5, получим зависимость $U^*(I_d^*)$ (кривая 7).

Точка A' этой кривой соответствует однократному режиму холостого хода генератора до воздействия на него размагничивающих эффектов, точка B — режиму короткого замыкания, при котором размагничивающее действие продольной реакции якоря максимально. Восстанавливая перпендикуляр к точке B , находим сначала точку Γ (ее ордината определяет Φ_δ^* и E_δ^* при коротком замыкании), затем проводим через нее горизонталь и находим точку D (ее абсцис-

са определяет F_m^* при коротком замыкании) и, наконец, проводя через точку D вертикаль, находим точку L (ее координаты показывают состояние магнита при коротком замыкании). Поскольку стабилизация ПМ осуществляется током к. з., согласно § 2.4 точка L находится на пересечении кривой размагничивания и луча, проведенного из точки B под углом $\alpha_0 = \alpha_{ном} = \text{arctg}(\Lambda_\delta^* + \Lambda_\sigma^*)$ (см. рис. 2.7, 2.8б). Очевидно, при снижении тока после режима короткого замыкания рабочая точка будет перемещаться вверх вправо по линии возврата, исходящей из точки L . Поэтому, чтобы получить диаграмму обратимых состояний магнита, нужно провести через точку L линию возврата под углом β к оси h , причем, как указывалось ранее, $\text{tg } \beta = \mu_B^* = (\partial b / \partial h)_{b=1}$, а затем повторить все описанные выше построения, используя в качестве исходной кривую I , состоящую из полученной LB и участка основной кривой размагничивания ниже точки L . Соответствующие построения показаны на рис. 2.14, б. Точка A определяет режим холостого хода генератора после стабилизации постоянных магнитов размагничиванием, точка B — режим короткого замыкания. Линия AB соответствует внешней характеристике генератора при чисто индуктивной нагрузке ($\cos \varphi = 0$), когда согласно (1.9) $U = E_0 - X_d I_d = E_0 - X_{ad} I_d - X_{oa} I_d = E_\delta - X_{oa} I_d$ (см. рис. 1.4, б), т. е. внешняя характеристика имеет линейный падающий характер. При произвольной нагрузке с заданным $\cos \varphi$ внешняя характеристика может строиться по значениям E_0^* и I_k^* (точки A и B), например, с использованием формулы (1.9) или ее модификаций (2.36) ... (2.38).

По точкам A , I (пересечение горизонтали, проведенной из A , с кривой 3) и II (пересечение вертикали, проведенной из I , с кривой 1) можно найти параметры генератора при холостом ходе: ЭДС $E_0 = b_A m_E$, поток $\Phi_{\delta 0} = b_H m_\Phi$, МДС магнита $F_{m0} = h_H m_F$, индукцию в зазоре $B_{\delta 0} = b_H m_B$, индукцию в магните $B_{m0} = b_H m_B$. Соответственно при коротком замыкании: ток $I_k = b_B m_I$, рабочий поток $\Phi_{\delta k} = b_H m_\Phi$, МДС магнита $F_{mk} = h_H m_F$, индукция в зазоре $B_{\delta k} = b_H m_B$, индукция в магните $B_{mk} = b_H m_B$.

Зависимость $U^*(I_d^*)$ позволяет найти важнейший параметр генератора

$$X_d = E_0 / I_k = (m_E / m_I) \text{tg } \gamma. \quad (2.19)$$

Другой параметр X_q легко находится для случая, когда ПМ армированы магнитомягкими наконечниками, по которым в основном замыкается поток Φ_{aq} . При этом $\Phi_{aq} \propto \Lambda_\delta$ и

$$X_q = (m_E / m_I) k_q \text{tg } \alpha_\delta, \quad (2.20)$$

где k_q — коэффициент приведения поперечной реакции якоря к МДС магнита (см. § 1.2).

С помощью рис. 2.14 можно выразить I_k^* и E_0^* аналитически. Пусть заданы основная кривая размагничивания материала магнита, параметры $a = B_r / B_s$, $\mu_B^* = \text{tg } \beta$, $\Lambda_\sigma^* = \text{tg } \alpha_\sigma$, $\Lambda_\delta^* = \text{tg } \alpha_\delta$, $\Lambda_{oa}^* =$

$=X_{oa}^* = \operatorname{tg} \alpha_{oa}$. Найдем вначале магнитную проводимость внешней цепи магнита для холостого хода Λ_0^* и условную магнитную проводимость короткого замыкания Λ_k^* :

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha_0 &= \Lambda_0^* = b_n / h_n = (b_A + h_n \Lambda_\sigma^*) / h_n = \\ &= [b_A + (b_A / \Lambda_\delta^*) \Lambda_\sigma^*] / (b_A / \Lambda_\delta^*) = \Lambda_\delta^* + \Lambda_\sigma^*; \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha_k &= \Lambda_k^* = b_n / h_k = (h_A \Lambda_\sigma^* + h_B \Lambda_{oa}^*) / h_k = \\ &= \Lambda_\sigma^* + h_B \Lambda_{oa}^* / [h_B + h_B (\Lambda_{oa}^* / \Lambda_\delta^*)] = \Lambda_\sigma^* + \Lambda_{oa}^* / [1 - \Lambda_{oa}^* / \Lambda_\delta^*]. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Так как точка $\mathcal{L}$ лежит одновременно на луче OL и на кривой размагничивания, то $h_L \operatorname{tg} \alpha_k = (1 - h_L) / (1 - a h_L)$, откуда

$$h_L = \left(1 + \Lambda_k^* - \sqrt{(1 + \Lambda_k^*)^2 - 4a\Lambda_k^*} / (2a\Lambda_k^*) \right).$$

Имеем $h_B = h_L - b_r / \Lambda_\delta^* = h_L - h_B (\Lambda_{oa}^* / \Lambda_\delta^*)$, поэтому

$$I_k^* = h_B = \frac{h_L}{1 + \Lambda_{oa}^* / \Lambda_\delta^*} = \frac{1 + \Lambda_k^* - \sqrt{(1 + \Lambda_k^*)^2 - 4a\Lambda_k^*}}{2a\Lambda_k^* (1 + \Lambda_{oa}^* / \Lambda_\delta^*)}. \quad (2.23)$$

Для точек на луче OP и на LB имеем соответственно $h = b / \Lambda_0^*$ и $h = [h_L (\mu_B^* + \Lambda_k^*) - b] / \mu_B^*$. Совместное решение этих соотношений определяет $b_n = h_L (\mu_B^* + \Lambda_k^*) / [1 + (\mu_B^* / \Lambda_0^*)]$, следовательно, $b_A = b_n - h_n \Lambda_\sigma^* = b_n - b_A (\Lambda_\sigma^* / \Lambda_\delta^*)$, откуда $b_A = b_n / [1 + (\Lambda_\sigma^* / \Lambda_\delta^*)]$. Окончательно

$$E_0^* = b_A = \frac{[1 + \Lambda_k^* - \sqrt{(1 + \Lambda_k^*)^2 - 4a\Lambda_k^*}] (\mu_B^* + \Lambda_k^*)}{2a\Lambda_k^* (1 + \mu_B^* / \Lambda_0^*) [1 + \Lambda_\sigma^* / \Lambda_\delta^*]}. \quad (2.24)$$

Рассмотрим генератор с постоянными магнитами, у которого $X_a = X_d = X_q$, $R_a = 0$. Тогда непосредственно из векторной диаграммы (см. рис. 1.5, б) следует $E_0^2 = (U_{ном} \cos \varphi)^2 + (I_{ном} X_a + U_{ном} \sin \varphi)^2$ и

$$I_{ном} = \left(\sqrt{E_0^2 - U_{ном}^2 \cos^2 \varphi} - U_{ном} \sin \varphi \right) / X_a. \quad (2.25)$$

Номинальная мощность генератора $S_{ном} = m U_{ном} I_{ном}$ с учетом (2.25) и $I_k = E_0 / X_a$ выражается в виде

$$S_{ном} = m E_0 I_k k_u = m m_E m_I k_u E_0^* I_k^*,$$

где

$$k_u = [\sqrt{1 - u^2 \cos^2 \varphi} - u \sin \varphi] u. \quad (2.26)$$

$u = U_{ном} / E_0$ — относительное напряжение при нагрузке.

Раскрывая m_E и m_I , получаем

$$S_{ном} = \pi^2 k_u E_0^* I_k^* Q_m B_r H_c f_i / (2k_d), \quad (2.27)$$

где $Q_m = 2\pi l_m S_m$ — объем магнитов.

Если ввести отношение объема магнитов к объему ротора, называемое *коэффициентом заполнения ротора магнитами*

$$k_{з.м} = Q_m / (\pi D^3 \lambda / 4),$$

то из (2.27) следует

$$D = (2/\pi) \sqrt[3]{k_d S_{ном} / (k_u f \lambda k_{з.м} B_r H_c E_0^* I_k^*)}. \quad (2.28)$$

Соотношения (2.27) и (2.28) — аналоги уравнений (1.43) и (1.44) для машин с электромагнитным возбуждением. Из них следуют некоторые общие выводы.

Во-первых, мощность и размеры генератора зависят от коэффициента k_u , следовательно, от относительного напряжения u . Из условия $dk_u/du=0$ легко найти значения

$$u_{opt} = 1/\sqrt{2(1+\sin \varphi)}, \quad (2.29)$$

при которых мощность максимальна ($S_{ном} = S_{max}$). Для индуктивной нагрузки ($\cos \varphi = 0$) оптимальное относительное напряжение $u_{opt} = 0,5$, для активной нагрузки ($\cos \varphi = 1$) относительное напряжение $u_{opt} = 1/\sqrt{2} = 0,707$, для типичной смешанной нагрузки ($\cos \varphi = 0,8 \dots 0,9$) относительное напряжение $u_{opt} = 0,56 \dots 0,59$. На практике, однако, часто выбирают $u = 0,7 \dots 0,9 > u_{opt}$, чтобы не допускать большого снижения напряжения генератора при нагрузке по сравнению с ЭДС холостого хода E_0 . В противном случае при пониженных значениях u улучшение показателей генератора может сопровождаться заметным утяжелением регулировочной аппаратуры, обеспечивающей стабилизацию напряжения сети.

Во-вторых, мощность пропорциональна произведению $E_0^* I_k^*$, называемому *коэффициентом использования магнитов*. В идеальном случае при отсутствии рассеяния ($\Lambda_\sigma^* \rightarrow 0$, $\Lambda_{oa}^* \rightarrow 0$) и нулевом зазоре ($\Lambda_\delta^* \rightarrow \infty$) согласно (2.23) и (2.24) имеем $E_0^* I_k^* = 1$, т. е. использование магнитов будет теоретически идеальным. Из (2.23) и (2.24) следует, что использование магнитов будет тем лучше, чем больше проводимость Λ_δ^* , т. е. чем меньше зазор δ . Поэтому в машинах с ПМ обычно стремятся иметь минимальные рабочие зазоры. Можно показать также, что при нелинейной кривой размагничивания для каждого Λ_0^* имеется оптимальное значение Λ_k^* , обеспечивающее максимум $E_0^* I_k^*$. Согласно (2.21) и (2.22) это означает, что для каждого Λ_0^* имеются оптимальные значения Λ_σ^* , т. е. оптимальная геометрия магнитной цепи с ПМ, которую необходимо реализовывать при проектировании машин с ПМ (проводимость Λ_σ^* зависит от формы полюсных наконечников, тангенциальных зазоров между ними и т. п.).

В-третьих, мощность прямо пропорциональна объему ПМ и их показателям B_r и H_c . Отсюда следует возможность уменьшения Q_m за счет применения высококачественных магнитотвердых материалов.

$$E_0^* I_k^* = f(\Lambda^*) = \Lambda_\delta^* \{ (1 + \Lambda_\sigma^* + \Lambda_\delta^*) [\Lambda_{\sigma\alpha}^* + (1 + \Lambda_\sigma^*) (1 + \Lambda_{\sigma\alpha}^* / \Lambda_\delta^*)] \}. \quad (2.32)$$

Расчет $S_{\text{ном}}$ и D по формулам (2.27)...(2.32) при этом существенно упрощается. Из них, в частности, следует, что увеличение Λ_δ^* (уменьшение δ) приводит к постепенно затухающему росту $S_{\text{ном}}$ для $Q_m = \text{const}$. При больших Λ_δ^* ($\Lambda_\delta^* \geq 10$, $\Lambda_{\sigma\alpha}^* \approx 1$, $\Lambda_\sigma^* \approx 1$) машина становится слабочувствительной к величине зазора.

Если машина с линейной кривой размагничивания рассчитывается на предельные окружные скорости, то по аналогии с (1.48) имеем

$$D = (2/\pi) \sqrt{2 S_{\text{ном}} k_d / [p k_{\text{з.м}} k_u \lambda B_r H_c v_{\text{max}} f(\Lambda^*)]}. \quad (2.33)$$

С учетом (1.47) из (2.27) легко получить оценку предельной мощности машины с ПМ, аналогичную (1.67):

$$S_{\text{пред}} = 450 k_u p \lambda k_{\text{з.м}} B_r H_c E_0^* I_k^* v_{\text{max}}^3 / (k_d n^2), \quad (2.33a)$$

причем, как следует из (2.26) и (2.29), для $u = u_{\text{opt}}$ имеем $k_u = k_{u \text{ opt}} = 0,5 / (1 + \sin \varphi)$.

Пусть, например, $p = 3$; $\lambda = 1$; $k_{\text{з.м}} = 0,4$; $B_r = 0,82$ Тл; $H_c = 0,56 \cdot 10^6$ А/м (материал КС-37 А); $k_d = 0,85$; $\cos \varphi = 0,9$; $E_0^* I_k^* = 0,4$; $v_{\text{max}} = 100$ м/с; $n = 10^4$ об/мин. Тогда $S_{\text{пред}} = 406 \cdot 10^3$ В·А (406 кВ·А). Если повысить v_{max} до 150 м/с и применить материал типа фенбор с $B_r \approx 1$ Тл, $H_c \approx 0,9 \cdot 10^6$ А/м, то $S_{\text{пред}} \approx 2700$ кВ·А. Таким образом, можно рассматривать использование в автономной энергетике машин с высококоэрцитивными магнитами в диапазоне мощностей до 10^4 кВ·А.

Когда задана механическая постоянная машины T_J , можно получить однозначные выражения для D и λ , аналогичные (1.59) и (1.60):

$$D = \pi k_{\text{з.м}} k_u p B_r H_c f(\Lambda^*) T_J / (\gamma_{\text{ср}} k_d v_{\text{max}} k_l); \quad (2.34)$$

$$\lambda = \frac{k_l^2 \gamma_{\text{ср}}^2 v_{\text{max}} S_{\text{ном}}}{\pi T_J^2} \left[\frac{2 k_d}{\pi k_{\text{з.м}} k_u p B_r H_c f(\Lambda^*)} \right]^3, \quad (2.35)$$

где $\gamma_{\text{ср}}$ — средняя плотность материала ротора. В машинах с ПМ активная длина ротора (осевая длина ПМ) в большинстве случаев приблизительно равна полной длине ротора и $k_l \approx 1$.

Состояние магнитов в номинальном режиме генератора при линейной характеристике размагничивания и $X_d \approx X_q$, $R_a = 0$ можно определять следующим приближенным способом. Вначале с помощью (2.25) и (2.31) находится ток $I_{\text{ном}}^* = I_k^* (\sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2} - u \sin \varphi)$, причем его значение должно быть согласовано с допустимой линейной нагрузкой A , которая, как показано выше, линейно связана с I^* . Потом рассчитывается $I_d^* = I_{\text{ном}}^* \sin \psi$ или с учетом векторной диаграммы (см. рис. 1.5, б) $I_d^* = I_{\text{ном}}^* \sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2}$. За-

чем зазоре, можно находить с помощью построений и формул, поясняющих рис. 2.12.

Схема замещения магнитной цепи БЭМ с ПМ. Аналитическое исследование машин с ПМ эффективно осуществляется с помощью схем замещения, в которых используется известная аналогия между МДС и ЭДС, магнитным потоком и током, магнитной и омической проводимостями. Простейшей модели генератора, показанной на рис. 2.13, соответствует схема замещения, изображенная на рис. 2.17, которая позволяет легко рассчитывать методами теории цепей все потоки и связанные с ними величины.

Обычно схема замещения предполагается линейной, поэтому в качестве исходной МДС магнита на ней берется значение $F_{мф}$, соответствующее фиктивной коэрцитивной силе $H_{сф}$ на рис. 2.2 ($F_{мф} = H_{сф} l_m$). Значение $F_{мф} = F_{мф}^* m_F$ может определяться по абсциссе точки пересечения продолжения линии возврата Φ_m^* (F_m^*) с осью h (см. рис. 2.14, б). При введении $F_{мф}$ в схему замещения реальная МДС на концах магнита находится как $F_m = F_{мф} - \Phi_m / \Lambda_m$, где $\Lambda_m = \mu_B S_m / l_m$, т. е. F_m и Φ_m линейно зависят друг от друга. При таком представлении МДС магнита можно пользоваться линейной схемой замещения, показанной на рис. 2.17, лишь при условии, что рабочая точка на линии возврата не смещается левее точки $\mathcal{L}$ (см. рис. 2.14). Магнитодвижущая сила якоря $F'_{ад}$ (приведенная к эквивалентной МДС индуктора) изображена на рис. 2.17 для случая размагничивающей реакции якоря.

С помощью схемы замещения, например, можно легко получить значения Λ_0^* и Λ_k^* . При холостом ходе $F'_{ад} = 0$ и при ненасыщенном сердечнике якоря ($\Lambda_a \rightarrow \infty$) из рис. 2.17 следует $\Lambda_0^* = \Lambda_\sigma^* + \Lambda_\sigma^*$, что совпадает с (2.21). При коротком замыкании из-за размагничивающей реакции якоря имеем $\Phi_a \approx 0$ и из рис. 2.17 находим выражение для Λ_k^* , совпадающее с (2.22).

Из схемы замещения удобно находить оптимальные режимы работы ПМ. Пусть, например, нужно найти условия, при которых максимальна энергия, развиваемая ПМ в рабочем зазоре. Такому режиму при $F'_{ад} = 0$ и $\Lambda_a \rightarrow \infty$ соответствует максимум $\Phi_\delta^2 / \Lambda_\delta$ (максимум $I_a^2 R_a$ в соответствующей электрической схеме). Выражая Φ_δ через $F_{мф}$, Λ_m , Λ_σ и Λ_a по общим правилам теории цепей и используя условие $d(\Phi_\delta^2 / \Lambda_\delta) / d\Lambda_\delta = 0$, получаем $\Lambda_{\delta \text{ opt}} = \Lambda_m + \Lambda_\sigma$. Для ПМ с линейной характеристикой размагничивания имеем в относительных единицах $\Lambda_m^* = \mu_B^* = 1$ и $\Lambda_{\delta \text{ opt}}^* = 1 + \Lambda_\sigma^*$, что совпадает с полученной в § 2.6 формулой.

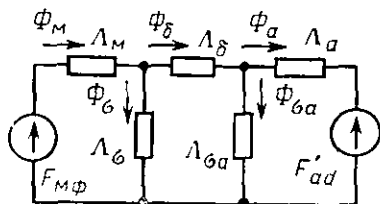


Рис. 2.17. Схема замещения магнитной цепи синхронного генератора с ПМ

Магнитные проводимости в схеме замещения находятся следующим образом. Значение Λ_δ , соответствующее расчетному зазору $\delta' = k_\delta \delta$ ($k_\delta > 1$), есть $\Lambda_\delta = \mu_0 S_\delta / \delta' = \mu_0 \alpha_\delta l / \delta'$, где α_δ — коэффициент полюсного перекрытия; τ — полюсное деление; l — осевая длина полюса. Проводимость рассеяния магнита определяется на основе исследования его поля рассеяния. Для магнитов несложной формы Λ_δ может с достаточной точностью находиться простым методом вероятных путей потока.

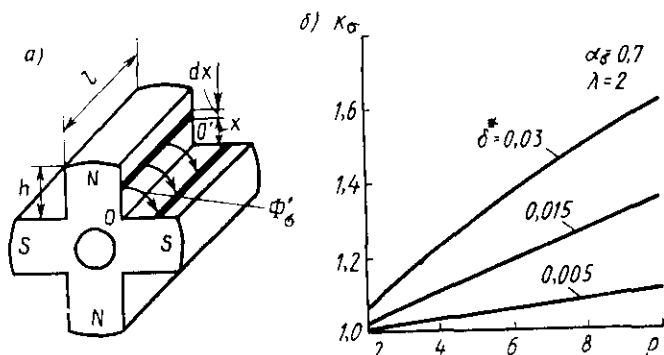


Рис. 2.18. Модель для определения проводимости рассеяния звездообразного ротора с постоянными магнитами (а) и зависимость k_δ от ρ (б)

Пусть, например, магнит выполнен в виде сплошной звездочки с достаточно большой осевой длиной l , как показано на рис. 2.18, а. Основной вклад в Φ_δ дает поток Φ'_δ между боковыми поверхностями выступов. Считают, что наиболее вероятная форма линии магнитной индукции для Φ'_δ — дуги окружностей с центрами на линии пересечения боковых поверхностей (например, линии OO'). Это предположение достаточно хорошо согласуется с практикой. Тогда между зачерненными полосками шириной dx на двух смежных боковых поверхностях выступов элементарный поток рассеяния

$$d\Phi'_\delta = F_x d\Lambda'_\delta,$$

где F_x — МДС одного магнита на высоте x ($F_x \approx F_m x/h$); $d\Lambda'_\delta = \mu_0 dx / (0,25\pi x)$ — элементарная магнитная проводимость; $l dx$ — поперечное сечение зоны с $d\Phi'_\delta$; $0,25\pi x$ — длина участка линии поля на один полюс, равная $1/8$ длины окружности $2\pi x$.

После интегрирования $d\Phi'_\delta$ с учетом $0 \leq x \leq h$ запишем

$$\Phi'_\delta = (4/\pi) F_m \mu_0 l.$$

Соответствующая потоку Φ'_δ (между двумя соседними боковыми поверхностями полюсов) магнитная проводимость на один полюс

$$\Lambda'_\delta = \Phi'_\delta / F_m = 4\mu_0 l / \pi.$$

Далее аппроксимируется форма линий магнитной индукции для потоков рассеяния с торцов и наружных поверхностей магнитов и определяются соответствующие этим потокам проводимости, после чего находится суммарная проводимость рассеяния одной пары полюсов. Для магнитов более сложной конструкции рассчитанная проводимость рассеяния умножается на коэффициент $k_A < 1$, учитывающий неравномерность магнитной напряженности внутри магнита.

Из-за рассеяния может быть неравномерным и распределение индукции под полюсами ПМ в рабочем зазоре.

В общем случае проводимость Λ_0 находится с помощью моделирования магнитного поля геометрически подобным электрическим полем на электропроводной бумаге (при плоских полях) или в электролитических ваннах (при объемных полях). Проводимость Λ_0 можно выразить через коэффициент рассеяния ПМ, как $\Lambda_0 = (k_a - 1)\Lambda_\delta$; это следует непосредственно из формулы $k_a = (\Phi_\delta + \Phi_0)/\Phi_\delta = (\Lambda_\delta + \Lambda_0)/\Lambda_\delta$. Обычно используется расчетное значение k_a при холостом ходе машины, поскольку увеличение нагрузки, как видно из диаграммы на рис. 2.14, б и 2.15, приводит к снижению Φ_m и Φ_δ и росту Φ_0 , т. е. к увеличению k_a . Однако при нагрузке увеличение Φ_0 связано главным образом с действием МДС реакции якоря, а магнитные проводимости Λ_δ и Λ_0 практически не изменяются (если нет заметного насыщения), поэтому использование k_a из режима холостого хода правомерно. Как следует из физических соображений, значение k_a тем больше, чем больше рабочий зазор δ , меньше λ (чем короче машина, тем значительнее роль торцовых потоков рассеяния) и больше число полюсов $2p$, поскольку с ростом p соседние магниты сближаются, что облегчает замыкание Φ_0 . Коэффициент k_a зависит также от коэффициента полюсного перекрытия α_δ , размеров и формы магнитомягких полюсных наконечников, также уменьшающих магнитное сопротивление для Φ_0 . Поэтому армированные ПМ имеют повышенные k_a . Обычно значения k_a находятся в пределах 1,1...1,4. Типичные зависимости k_a от p при различных относительных зазорах $\delta^* = \delta/D$ для звездообразного неармированного индуктора из сплава КС-37 А (рис. 2.18, а) приведены на рис. 2.18, б.

В ряде случаев можно приближенно принять, что $(k_a - 1) \propto p^v$, где $v \approx 1 \dots 1,5$ при отсутствии полюсных магнитомягких наконечников и $v \approx 1,5 \dots 2$ при их наличии.

Магнитная проводимость Λ_{0a} соответствует потоку рассеяния якоря Φ_{0a} (рис. 2.13) и определяет параметр X_{0a} . Значение Λ_{0a} для якоря с зубцовым слоем в большинстве случаев рассчитывается по тем же формулам, что и для обычных синхронных машин. Проводимость $\Lambda_a = \mu_{ст} S_{ст} / l_{ст}$ определяется параметрами стального сердечника якоря. Для ненасыщенного сердечника $\Lambda_a \rightarrow \infty$.

§ 2.8. Конструкция синхронных машин с постоянными магнитами

Статор бесконтактных синхронных машин с постоянными магнитами имеет практически такую же конструкцию, что и в обычных синхронных машинах с полюсами на роторе. Обычно он содержит шихтованный цилиндрический магнитопровод 1, на внутренней поверхности которого размещается якорная обмотка 2 (рис. 2.19, а). Если в машине используются обычные постоянные магниты, то внутренняя поверхность сердечника статора содержит пазы, чередующиеся с зубцами (рис. 2.19, б). В пазах размещают

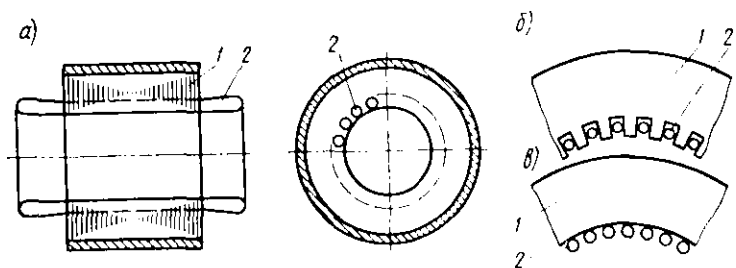


Рис. 2.19. Якорь синхронной машины (а) и его активная зона в пазовой (б) и беспазовой (в) конструкциях

проводники якорной обмотки, а зубцы обеспечивают уменьшение расчетного немагнитного рабочего зазора между статором и ротором, причем конструктивный зазор между вершинами зубцов статора и ротором обычно выбирается минимально возможным в отличие от обычных синхронных машин. Если же в машине используются высококоэрцитивные магниты на базе РЗМ (типа SmCo_5), то внутренняя поверхность сердечника статора может выполняться как с пазами, так и без них (гладкой); в последнем случае обмотку якоря укладывают на внутреннюю поверхность статора сплошным слоем (рис. 2.19, в). Такую конструкцию якоря называют *беспазовой*. Возможность ее реализации определяется тем, что при определенных условиях (см. § 2.7) показатели СМ с магнитами из РЗМ становятся малочувствительными к значению δ . Применение беспазовой конструкции якоря позволяет в ряде случаев повысить линейные нагрузки в якорной обмотке и улучшить массогабаритные показатели машины. Однако крепление ОЯ при этом существенно усложняется, поскольку в отличие от обычной конструкции, где электромагнитные силы действуют в основном на зубцы, в беспазовом якоре эти силы действуют непосредственно на ОЯ. Обмотка якоря на статоре может закрепляться высокопрочными клеями или с помощью штифтов в расточке статора, на которые она насаживается. Возможна укладка ОЯ в специальные неглубокие технологические пазы. В некоторых случаях ОЯ изготавливается в виде монолитного цилиндра, на который на-

матывается из магнитомягкой проволоки сердечник статора, однако его магнитное сопротивление при этом существенно возрастает. Основная специфика синхронных машин с ПМ связана с конструкцией ротора, несущего постоянные магниты. Рассмотрим наиболее распространенные конструкции роторов.

Звездообразный ротор. Типичная конструкция звездообразного ротора (рис. 2.20, а) содержит литой постоянный магнит в форме звездочки 1, который крепится на валу с помощью заливки немагнитным сплавом 2 (на основе цинка или алюминия). Магнит может непосредственно отливаться на валу. Достоинства ротора — простота и высокая степень заполнения его объема магнитом.

Однако такая конструкция ротора обладает и серьезными недостатками. Во-первых, ротор имеет низкую механическую прочность из-за хрупкости магнитотвердых сплавов и остаточных механических напряжений при отливке. Поэтому максимально допустимые окружные скорости ротора составляют 40...50 м/с. Если заданы частота тока и, следовательно, частота вращения ротора, то ограничение по скорости приводит к ограничению по максимальному диаметру ротора и соответственно по максимальной МДС магнита и по предельной мощности машины. Поэтому ротор-звездочку применяют обычно при относительно малых мощностях машины (до 10 кВ·А). Во-вторых, рабочие индукции для ротора не превышают 0,2...0,4 Тл. Это ограничение связано с тем, что ротор слабо защищен от внешних размагничивающих воздействий (например, при коротком замыкании генератора) и рабочая точка магнита должна находиться на низколежащей линии возврата с достаточным удалением от основной кривой размагничивания (см. § 2.3). В-третьих, ротор обладает способностью намагничиваться поперечной реакцией якоря. На рис. 2.20 пунктиром показана линия магнитной индукции поперечной реакции якоря B_{aq} , создаваемой МДС F_{aq} . Так как материал ротора магнитотвердый, то после снятия F_{aq} он остается намагниченным в поперечном направлении (полюсы N' и S') в течение неопределенного времени. Подобное намагничивание искажает основное поле машины и может нарушить ее нормальную работу. В-четвертых, процесс намагничивания звездообразных магнитов сложный, при-

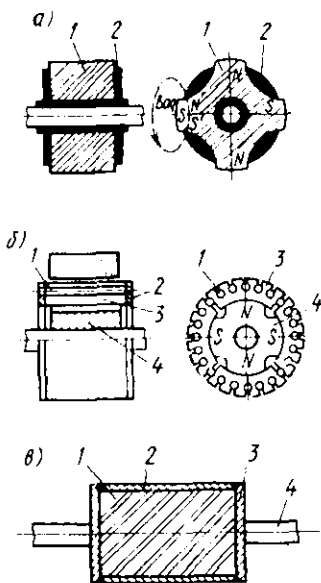


Рис. 2.20. Звездообразный ротор с постоянными магнитами (а), с пусковой короткозамкнутой обмоткой (б), безвальной конструкции (в)

чем спинка звездочки обычно намагничивается не полностью, поэтому может являться балластным участком, ухудшающим использование магнита.

Если звездообразный ротор используется в двигателе, то обычно на нем размещается короткозамкнутая обмотка для обеспечения асинхронного пуска. Одна из конструкций такого ротора приведена на рис. 2.20, б. Пусковая обмотка содержит продольные стержни 1 (медные или алюминиевые), закрепленные по торцам в кольцах 2 и уложенные в пазы пакета 3. Пакет состоит из отдельных секторов, скрепленных стержнями 1 и кольцами 2. Каждый сектор примыкает к полюсу звездообразного ротора 4.

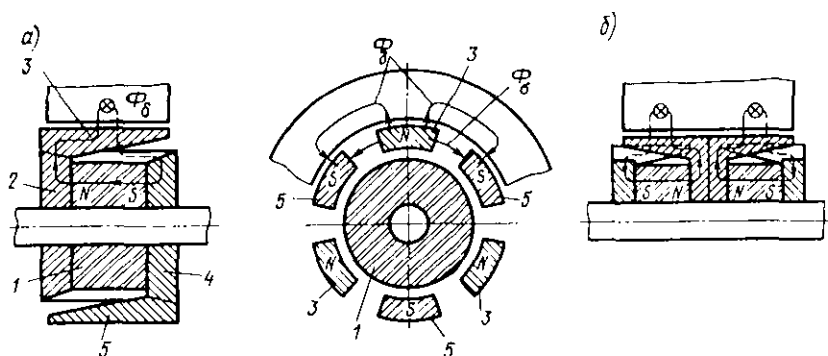


Рис. 2.21. Когтеобразный ротор с постоянным магнитом (а) и двоянный когтеобразный ротор (б)

В двигателях также применяют конструкции ротора, в котором ПМ и пусковая короткозамкнутая обмотка со стальным пакетом примыкают друг к другу не радиально, а вдоль оси, что позволяет уменьшить диаметр активной зоны.

При двухполюсных магнитах можно применять безвальную конструкцию ротора (рис. 2.20, в). На цельнолитой магнит 1 напрессовывается оболочка 2, к которой с двух сторон привариваются торцовые пластины 3 с соосными полувалями 4.

Когтеобразный ротор. Когтеобразный ротор (рис. 2.21, а) состоит из цилиндрического постоянного магнита 1, к торцам которого примыкают шайбы 2 и 4 из магнитомягкой стали, имеющие когтеобразные выступы 3 и 5. Выступы левой шайбы чередуются по окружности с выступами правой шайбы. Каждая шайба и ее выступы приобретают магнитную полярность сопряженного с ними полюса магнита, поэтому когтеобразные выступы по отношению к статору образуют систему полюсов с чередующейся полярностью, как в обычном синхронном генераторе. На рис. 2.21 показаны линии магнитной индукции для рабочего потока Φ_0 и потока рассеяния Φ_σ ; поток Φ_0 тем больше, чем меньше азимутальный зазор между выступами.

Главным достоинством ротора является то, что постоянный магнит защищен магнитомягкими элементами от внешних полей (см. § 2.5), а его первоначальное намагничивание осуществляется в собранном виде внешним однородным полем. Поэтому степень использования магнита достаточно высокая и рабочие индукции $B_\delta \approx 0,6 \dots 0,7$ Тл. Кроме того, магнит имеет простую форму и расположен вблизи центра ротора, что позволяет реализовать окружные скорости ротора до $80 \dots 100$ м/с, поскольку наружные магнитомягкие элементы обладают достаточной механической прочностью. Поэтому мощность машин с когтеобразным ротором может достигать $10 \dots 20$ кВт·А.

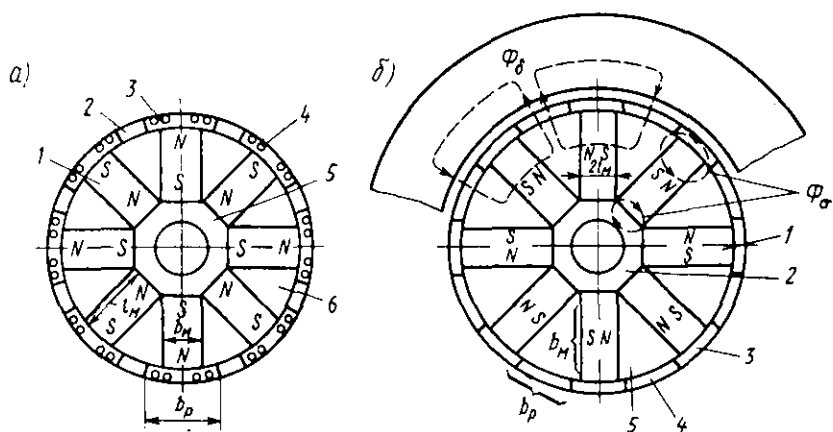


Рис. 2.22. Роторы с призматическими магнитами с радиальным (а) и тангенциальным (б) намагничиванием

Недостатки ротора — пониженная степень заполнения его объема постоянным магнитом, возможность отгиба концов когтеобразных выступов из-за центробежных сил, повышенные радиальные размеры. Последнее определяется тем, что машины с таким ротором относятся к классу машин с радиально-осевым потоком (см. § 1.3 и 3.2) и их диаметр должен быть достаточным, чтобы вдоль оси машины мог пройти рабочий поток всех полюсных выступов одной полярности.

Показатели ротора с когтеобразными полюсами могут быть улучшены в конструкции с параллельным включением двух цилиндрических магнитов, как показано на рис. 2.21, б (сдвоенный когтеобразный ротор). В такой конструкции можно примерно вдвое уменьшить поток каждого магнита и сократить диаметр магнитов.

Ротор с призматическими магнитами. Существует две модификации роторов с призматическими магнитами — с радиальным и тангенциальным намагничиванием.

Одна из возможных конструкций высокоскоростного ротора с радиальным намагничиванием приведена на рис. 2.22, а. Ротор содержит расположенные радиально постоянные магниты 1 призматической формы, которые намагничены по радиусу и примыкают своими внутренними торцами к магнитомягкой втулке 5, а наружными торцами — к магнитомягким участкам 3 наружного сварного цилиндра, содержащего вставки 2 из немагнитного материала. В участках 3, выполняющих роль полюсных наконечников, может размещаться демпферная (успокоительная) обмотка 4, выполняющая несколько функций. Обмотка улучшает защиту магнита от нестационарных размагничивающих воздействий (см. § 2.5); предотвращает колебания ротора по отношению к синхронно-вращающемуся полю якоря и гасит встречно-вращающиеся составляющие поля (например, составляющие поля от высших гармоник МДС якоря, встречное поле в однофазных машинах и др.). С помощью обмотки обеспечивается асинхронный пуск машины в двигательном режиме. Полости между полюсами могут заливаться легким немагнитным сплавом 6. Наружный сварной цилиндр обеспечивает высокую механическую прочность ротора, вследствие чего окружные скорости могут достигать 150 м/с и более. Благодаря хорошему экранированию магнитов от внешних полей и их простой форме рабочие индукции составляют 0,6...0,8 Тл. Призматическая форма магнитов обеспечивает направленную кристаллизацию ферромагнетика, что существенно улучшает его магнитные свойства.

В роторе с тангенциальным намагничиванием (рис. 2.22, б) магниты 1 также располагаются по радиусу и примыкают внутренними торцами к немагнитной втулке 2, а наружными торцами — к немагнитным вставкам 3 наружного сварного цилиндра, содержащего также магнитомягкие участки 4 в межполюсных зонах. Между магнитами находятся секторы 5 из магнитомягкой стали, примыкающие изнутри к участкам 4 наружного цилиндра и выполняющие роль полюсов по отношению к якорю на статоре. Примерный вид линий магнитной индукции для рабочего потока Φ_a и потока рассеяния Φ_s показан на рис. 2.22, б пунктирными линиями.

Такая конструкция особенно рациональна при использовании высококоэрцитивных магнитов на основе редкоземельных материалов (типа SmCo_5), которые могут быть слабочувствительны к величине немагнитного зазора в магнитной цепи. Длина магнита l_m вдоль поля мала, так как требуемая МДС $F_m = H_m l_m$ обеспечивается за счет больших H_m . Малые l_m позволяют создавать компактные многополюсные конструкции роторов с тангенциальным намагничиванием для машин с повышенной частотой, что, как уже отмечалось, способствует снижению требуемого объема магнитов при заданной мощности бесконтактных электрических машин.

Важная особенность конструкции с тангенциальным намагничиванием — возможность получения с ее помощью рабочих индукций в зазоре B_δ , превышающих индукцию B_m в магните (и даже остаточную индукцию B_r). Это связано с тем, что благодаря непрерывности линий магнитного поля поток, входящий в сектор 5 через боковые торцы двух смежных магнитов 1, приблизительно равен потоку, выходящему из сектора через его границу, площадь которой может быть существенно меньше удвоенной площади бокового торца магнита. Если b_m — ширина магнита (по радиусу), а b_p — наружная ширина полюсного сектора (рис. 2.22, б), то без учета потоков рассеяния имеем $2\Phi_m = \Phi_\delta$ или $2B_m b_m \approx B_\delta b_p$, откуда $B_\delta \approx 2b_m B_m / b_p$. Таким образом, при $(2b_m / b_p) > 1$, что легко обеспечивается на практике, имеем $B_\delta > B_m$. Благодаря применению высококоэрцитивных магнитов якорь для рассматриваемого ротора в ряде случаев может выполняться беспазовым.

В конструкциях, показанных на рис. 2.22, а, б, наружный сварной цилиндр обеспечивает высокие окружные скорости ротора, а магнитомягкие полюсные элементы — хорошую защиту магнитов от внешних размагничивающих воздействий.

Недостатком конструкций ротора со сварным наружным цилиндром являются значительные поверхностные потери от зубцовых гармоник поля, наводящих в цилиндре большие вихревые токи. Эти потери, очевидно, отсутствуют при беспазовой конструкции якоря.

В машинах небольшой мощности (особенно при беспазовой конструкции якоря) вместо сварного цилиндра на рис. 2.22 может применяться сплошная оболочка (бандаж) из прочного немагнитного материала (например, титана). Перспективны конструкции роторов, у которых на наружную поверхность магнитов наматывается нитяной бандаж из высокопрочного органического волокна или других материалов. По оценкам, в таких конструкциях достигается окружная скорость до 400 м/с. Если наружный бандаж наматывается из проволоочной стали 12Х18Н9Т, то немагнитные участки в нем могут создаваться специальной термообработкой. В ряде случаев эффективны бандажи из углеродного волокна и волокна бора.

Роторы с призматическими магнитами позволяют повысить мощность машин до 100 кВ·А и более.

§ 2.9. Особенности синхронных БЭМ с постоянными магнитами. Регулирование и стабилизация напряжения синхронных генераторов с постоянными магнитами

Синхронные машины с постоянными магнитами по сравнению с обычными синхронными машинами обладают рядом особенностей. Машины с ПМ не допускают форсировки возбуждения, как машины с обмотками возбуждения для автономных установок.

Поэтому при режимах работы, рассчитанных на периодические значительные перегрузки (например, двукратные в авиационных системах), машины с ПМ приходится рассчитывать на увеличенные мощности по сравнению с машинами, имеющими электромагнитный индуктор.

В машинах с постоянными магнитами из обычных материалов необходимо иметь минимальный рабочий зазор, в то время как в обычных синхронных машинах зазор должен быть достаточно

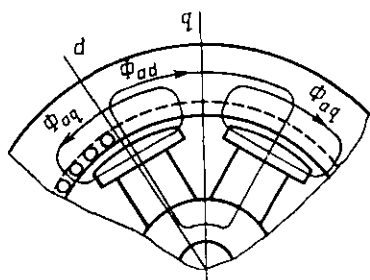


Рис. 2.23. Поток Φ_{ad} и Φ_{aq} в синхронной машине с полюсными наконечниками

большим, чтобы параметр X_d имел пониженные значения и машина обладала необходимой устойчивостью по отношению к размагничивающей реакции якоря. Как указывалось выше, мощность машины с ПМ возрастает с уменьшением зазора, а пониженные значения X_d в них обеспечиваются благодаря относительно низкой магнитной проводимости по оси d из-за малых значений μ . При использовании высококоэрцитивных магнитов из РЗМ зазор может быть увеличен.

Роль потоков рассеяния в обычных синхронных машинах, как правило, негативная и их стремятся сделать возможно малыми. В синхронных машинах с постоянными магнитами потоки рассеяния могут создавать полезные эффекты. Так, из рабочей диаграммы магнита (см. рис. 2.14) следует, что чем выше рассеяние магнитов Λ_o и якоря Λ_{oa} , тем меньше координата h_b точки режима короткого замыкания и, следовательно, выше точка отхода номинальной линии возврата L . Таким образом, рассеяние ослабляет снижение параметров магнита из-за размагничивающей реакции якоря, способствует его стабильной работе. Аналогичный вывод следует непосредственно из схемы замещения (рис. 2.17). Чем выше Λ_o и Λ_{oa} , тем сильнее шунтирована ими МДС якоря F'_{ad} , тем слабее ее влияние на поток Φ_m магнита. С помощью схемы замещения легко оценить количественное влияние Λ_o и Λ_{oa} на рабочие параметры магнита. В машинах с ПМ часто искусственно увеличивают магнитные проводимости рассеяния, используя, например, более широкие полюсные наконечники, чем в обычных синхронных машинах. Если в последних конструктивный коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_p = b_p/\tau = 0,65 \dots 0,75$, то в машинах с постоянными магнитами $\alpha_p = 0,8 \dots 0,9$ (b_p — ширина полюсного наконечника; τ — полюсное деление).

Следующее отличие связано с тем, что в обычных синхронных машинах всегда $X_d \geq X_q$, а в машинах с постоянными магнитами, армированными магнитомягкими наконечниками, как правило,

$X_d < X_q$. Действительно, линии магнитной индукции для потока Φ_{ad} , определяющего X_d , замыкаются вдоль магнита, имеющего малую магнитную проводимость (из-за малых μ_b), а линии потока Φ_{aq} , определяющего X_q , замыкаются в основном через широкие магнитомягкие наконечники (рис. 2.23). Поэтому $\Phi_{ad} < \Phi_{aq}$, $X_d < X_q$. В роторах без полюсных наконечников обычно $X_d \approx X_q$. Изменение знака неравенства в соотношении между X_d и X_q приводит к тому, что изменяется знак добавочной электромагнитной мощности и добавочного электромагнитного момента в (1.7) и (1.8). На

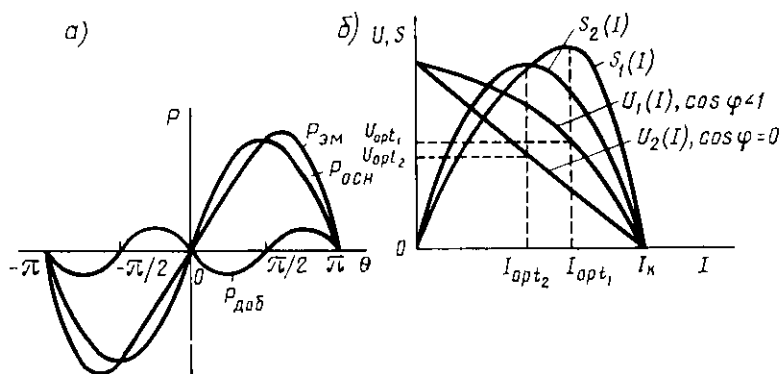


Рис. 2.24. Зависимости электромагнитной мощности от угла нагрузки синхронной машины с постоянными магнитами (а), внешние и мощностные характеристики синхронного генератора с постоянными магнитами (б)

рис. 2.24, а показаны зависимости $P_{эм}(\theta)$, $P_{осн}(\theta)$, $P_{доб}(\theta)$ для синхронной машины с постоянными магнитами, у которой $X_q > X_d$. Из сравнения рис. 1.6 и 2.24 следует, что в синхронных машинах с ПМ экстремумы кривой $P_{эм}(\theta)$ смещаются в сторону больших (по модулю) θ и коэффициент синхронизирующей мощности $P_{см} = \partial P_{эм} / \partial \theta$ меньше, чем у обычных синхронных машин.

Векторная диаграмма и внешние характеристики генераторов с постоянными магнитами [см. рис. 1.5 и формулу (1.4)] строятся с учетом соотношения X_d и X_q . Если $X_d \approx X_q$, что часто выполняется в машинах с ПМ, то внешняя характеристика имеет наиболее крутое падение U с ростом I . Аналитическое выражение для нее можно получить с помощью рис. 1.5, б, из которого непосредственно следует

$$E_0^2 = (U \cos \varphi)^2 + (U \sin \varphi + X_d I)^2. \quad (2.36)$$

Разделив обе части (2.36) на E_0 и учитывая, что $E_0/X_d = I_k$ — ток к. з., получим

$$(U/E_0)^2 + 2(U/E_0)(I/I_k) \sin \varphi + (I/I_k)^2 = 1. \quad (2.37)$$

Из (2.36) также следует

$$U/E_0 = \sqrt{1 - (I/I_k)^2 \cos^2 \varphi} - (I/I_k) \sin \varphi. \quad (2.38)$$

Формула (2.37) позволяет построить внешние характеристики генератора в относительных переменных U/E_0 , I/I_k для разных φ . При чисто активной нагрузке ($\varphi=0$) выражение (2.37) соответствует окружности

$$(U/E_0)^2 + (I/I_k)^2 = 1,$$

при чисто индуктивной нагрузке ($\varphi=\pi/2$) — прямой линии

$$U/E_0 + I/I_k = 1.$$

Таким образом, при увеличении угла φ , когда нагрузка приобретает все более индуктивный характер, кривые $U(I)$ из полуокружностей превращаются в прямые линии, т. е. их кривизна тем меньше, чем больше φ .

Полученное аналитическое представление внешних характеристик синхронного генератора правомерно лишь при слабонасыщенных стальных сердечниках, что обычно выполняется в машинах с ПМ, в которых $X_d \approx X_q = \text{const}$. Роль насыщения в машинах с ПМ (особенно на основе РЗМ, когда характеристика размагничивания линейная и значение H_c велико) проявляется слабее, чем в обычных машинах. Это связано с тем, что значительную часть основной магнитной цепи занимают постоянные магниты с большим магнитным сопротивлением, работающие на линии возврата, где индукция B линейно зависит от напряженности H . Влияние насыщения последовательно включенных с ПМ и рабочими зазорами магнитомягких сердечников с малым магнитным сопротивлением поэтому оказывается относительно слабым. В машинах с ПМ рациональны режимы со слабонасыщенными магнитомягкими сердечниками, когда ПМ используются наиболее полно для создания индукции в рабочем зазоре. Исключение составляют лишь машины с подмагничиванием якоря, когда искусственное насыщение стали применяется для регулирования рабочего магнитного потока в незначительных пределах.

Внешние характеристики для активно-индуктивной и чисто индуктивной нагрузок показаны на рис. 2.24, б. Для каждой внешней характеристики можно построить зависимость полной мощности генератора от тока $S = mUI$. Эта зависимость имеет максимум при токе I_{opt} и напряжении U_{opt} , причем, согласно (2.29) и (2.37), в режиме максимальной мощности имеем

$$i_{\text{opt}} = u_{\text{opt}} = 1/\sqrt{2(1 + \sin \varphi)}, \quad (2.39)$$

где $i_{\text{opt}} = I_{\text{opt}}/I_k$; $u_{\text{opt}} = U_{\text{opt}}/E_0$.

Как отмечалось выше, такой режим не всегда рационален из-за значительного падения напряжения в генераторе, а также

больших токов и соответственно линейных нагрузок. Поэтому во многих случаях реализуются режимы с $i = I/I_k < i_{\text{opt}}$, $u = U/E_0 > u_{\text{opt}}$, когда рабочая точка на естественной внешней характеристике генератора смещена в сторону режима холостого хода ($u = 0,7 \dots 0,9$, $i = 0,2 \dots 0,4$) и $S < S_{\text{max}}$.

Машины с постоянными магнитами целесообразно применять при повышенных частотах, так как это позволяет уменьшить объем магнитов согласно (2.27). Некоторые особенности БЭМ с ПМ проявляются в переходных процессах. При использовании уравнений Парка — Горева (1.16), (1.18) постоянный магнит заменяется эквивалентной фиктивной одновитковой обмоткой возбуждения без потерь, по которой течет постоянный ток, равный фиктивной МДС магнита $F_{\text{мф}}$, т. е. уравнение обмотки возбуждения [первое уравнение системы (1.16)] записывается в виде $i_{\text{вд}} = F_{\text{мф}} = \text{const}$, а остальные уравнения не изменяются. Аналогично, при записи системы (1.19) имеем

$$\Psi_d = L_d i_d + M_d i_{\text{лd}} + M_{\text{дм}} F_{\text{мф}},$$

$$\Psi_{\text{дd}} = L_{\text{дd}} i_d + M_{\text{дd}} i_{\text{лd}} + M_{\text{дм}} F_{\text{мф}},$$

где $M_{\text{дм}}$ — приведенная взаимная индуктивность между обмотками на оси d и постоянным магнитом.

Важная особенность синхронных генераторов с ПМ по сравнению с обычными синхронными генераторами — сложность регулирования выходного напряжения и его стабилизации. Если в обычных синхронных машинах можно плавно регулировать рабочий поток и напряжение, меняя ток возбуждения, то в машинах с постоянными магнитами такая возможность отсутствует, поскольку поток $\Phi_{\text{м}}$ находится в пределах заданной линии возврата и меняется незначительно. Для регулирования и стабилизации напряжения синхронных генераторов с постоянными магнитами приходится использовать специальные методы, обсуждаемые ниже.

Принципиально возможно регулирование напряжения генератора с ПМ изменением частоты его вращения, однако этот способ затруднителен, так как он требует регулируемого привода, имеет низкое быстродействие и вызывает изменение частоты тока.

Один из возможных путей стабилизации напряжения синхронных генераторов — введение во внешнюю электрическую цепь генератора емкостных элементов, способствующих появлению продольно намагничивающей реакции якоря. Внешние характеристики генератора при емкостном характере нагрузки ($\cos \varphi < 1$), как это видно из рис. 1.7, слабо изменяющиеся и даже могут содержать нарастающие участки. Конденсаторы, обеспечивающие емкостный характер нагрузки, включаются последовательно в цепь нагрузки непосредственно (рис. 2.25, а) или через повышающий трансформатор, который позволяет уменьшить массу конденсаторов за счет увеличения их рабочего напряжения и снижения тока

(рис. 2.25, б). Возможно также параллельное включение конденсатора в цепь генератора (рис. 2.25, в).

Если требуется повышенная точность стабилизации выходного напряжения генератора, в качестве конденсаторов могут использоваться вариконды — нелинейные конденсаторы, изготавливаемые из сегнетокерамики (например, титаната бария BaTiO_3). У сегнетокерамики диэлектрическая проницаемость ϵ сильно зависит от приложенного напряжения как переменного $U_{\sim}$, так и постоянного тока $U_{=}$. Типичные кривые зависимостей $\epsilon(U_{\sim})$ и $\epsilon(U_{=})$ для сегнетоэлектриков приведены на рис. 2.26. Поскольку емкость конденсатора пропорциональна ϵ , зависимость $\epsilon(U_{\sim})$ позволяет

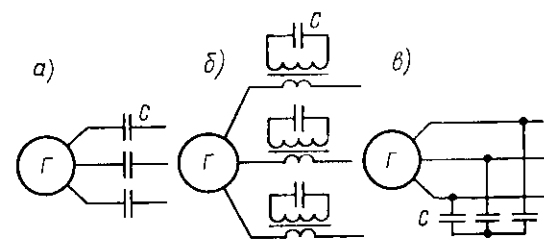


Рис. 2.25. Включение стабилизирующих конденсаторов в цепь синхронного генератора с постоянными магнитами: последовательное (а), последовательное через трансформатор (б), параллельное (в)

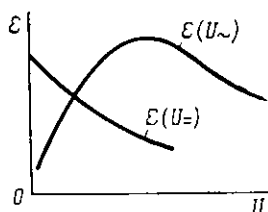


Рис. 2.26. Зависимость диэлектрической проницаемости сегнетоэлектриков от напряжения переменного и постоянного тока

подобрать параметры варикондов таким образом, что изменение рабочего напряжения генератора будет приводить к изменению емкости, способствующему стабилизации напряжения. Зависимость $\epsilon(U_{=})$, называемая реверсивной характеристикой вариконда, позволяет регулировать емкость варикондов подачей на них вспомогательного напряжения постоянного тока. Это напряжение создается системой управления, реагирующей на отклонение рабочего напряжения генератора от заданного. Структурная схема регулятора напряжения с варикондами показана на рис. 2.27. Измерительный орган ИО фиксирует отклонение напряжения от заданного значения и дает сигнал на усилитель У, который, в свою очередь, подает на вариконды постоянное напряжение такой величины, что их емкость изменяется требуемым образом и выходное напряжение стабилизируется. Хотя вариконды обладают хорошими регулировочными характеристиками, их массогабаритные показатели пока неудовлетворительные. Кроме того, вариконды не могут работать при повышенных температурах (более 100°C).

Хорошую стабилизацию выходного напряжения генератора с ПМ можно обеспечить с помощью резонансного контура, содержащего емкость C и дроссель насыщения L . Контур включается параллельно нагрузке, как показано на рис. 2.28, а в однофазном

представлении. За счет насыщения дросселя его индуктивность падает с ростом тока и зависимость напряжения на дросселе U_L от тока дросселя I_L имеет нелинейный характер (рис. 2.28, б). В то же время зависимость напряжения на емкости U_C от тока I_C — линейная. В точке пересечения кривых $U_L(I_L)$ и $U_C(I_C)$, соответствующей номинальному напряжению генератора $U_{ном}$, в контуре существует резонанс тока, т. е. $I_L = -I_C$ и реактивный ток в контур извне не поступает. Если напряжение понизится, то, как

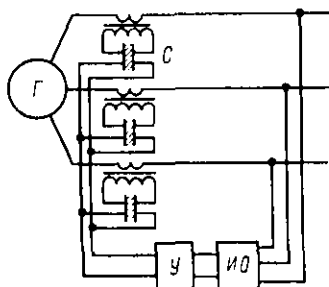


Рис. 2.27. Схема регулятора напряжения с варикондами

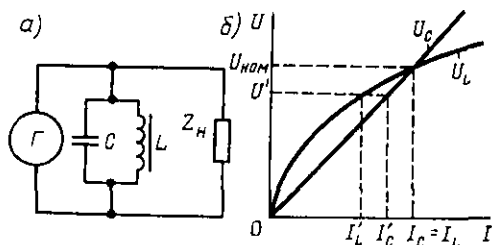


Рис. 2.28. Стабилизация напряжения, синхронного генератора с постоянными магнитами с помощью резонансного контура: схема подключения контура (а) и вольтамперные характеристики (б)

видно из рис. 2.28, б, при $U' < U_{ном}$ имеем $I'_C > I'_L$, т. е. контур забирает от генератора емкостный ток. Возникающая при этом продольно намагничивающая реакция якоря способствует росту U . Если же $U > U_{ном}$, то $I_L > I_C$ и контур забирает от генератора индуктивный ток. Продольно размагничивающая реакция якоря приводит к снижению U .

В некоторых случаях для стабилизации напряжения генераторов используются дроссели насыщения (ДН), подмагничиваемые постоянным током от системы регулирования напряжения (рис. 2.29, а). При снижении напряжения регулятор увеличивает подмагничивающий ток i_n в дросселе, его индуктивность снижается из-за насыщения сердечника, уменьшается действие продольно-размагничивающей реакции якоря, а также падение напряжения на ДН, что способствует восстановлению выходного напряжения генератора.

Регулирование и стабилизацию напряжения генераторов с ПМ можно эффективно осуществлять с помощью полупроводниковых преобразователей. На рис. 2.29, б показана схема генератора с простейшим преобразователем, в каждой фазе которого имеются два встречно-параллельно включенных тиристора $T1$ и $T2$. Каждая полуволна кривой напряжения $u_1(\omega t)$ перед преобразователем соответствует прямому напряжению на одном из тириستоров

$T1$ и $T2$. Если система управления подает сигналы на включение тиристоров с некоторым запаздыванием, соответствующим углу управления α , то при активной нагрузке напряжения $u_2(\omega t)$ за преобразователем определяется границей заштрихованных областей на рис. 2.29, в и его действующее значение

$$U_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (V_2 U_1 \sin \vartheta)^2 d\vartheta} = U_1 \sqrt{\left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}\right) / \pi}.$$

С ростом α напряжение U_2 уменьшается (рис. 2.29, г). В номинальном режиме $\alpha = \alpha_{ном}$. При снижении U_1 угол α уменьшается так, чтобы $U_2 \approx \text{const}$. С помощью подобного преобразователя можно не только стабилизировать, но и регулировать выходное напряжение в широких пределах, изменяя угол α . Недостаток описанной схемы — ухудшение качества напряжения при увеличении α за счет появления высших гармоник в кривой $u_2(\omega t)$.

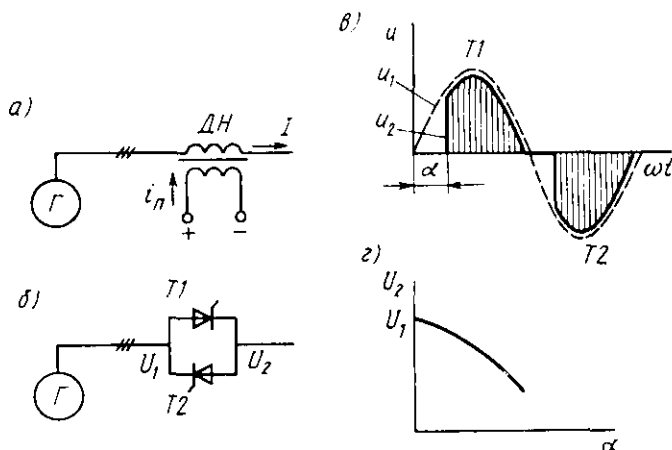


Рис. 2.29. Стабилизация напряжения генератора с постоянными магнитами с помощью дросселя насыщения (а) и полупроводникового преобразователя (б), изменяющего мгновенное (в) и действующее значения напряжения (г) в зависимости от угла управления α

Описанные способы регулирования и стабилизации напряжения связаны с применением относительно тяжелых и громоздких внешних по отношению к генератору дополнительных устройств. Можно обеспечить достижение поставленной цели путем использования в генераторе дополнительной подмагничивающей обмотки (ПО) постоянного тока, изменяющей степень насыщения стальных магнитопроводов и изменяющей, таким образом, внешнюю магнитную проводимость по отношению к магниту.

Эффект, создаваемый *ПО*, иллюстрируется рис. 2.30, а, на котором изображена часть рабочей диаграммы магнита с кривыми $\Phi_M(F_M)$, $\Phi_\sigma(F_M)$, и $\Phi_\delta(F_M)$, а также лучи внешней цепи, наклоненные к оси F под углом $\alpha = \arctg \Lambda_{вн}$. При регулировании тока *ПО* изменяются степень насыщения стальных сердечников, их проницаемость $\mu_{ст}$, магнитная проводимость внешней цепи $\Lambda_{вн}$, угол α наклона луча и положение рабочей точки магнита (условно считается, что подмагничивание обеспечивает постоянную проницаемость $\mu_{ст}$ стали сердечника и зависимость $\Phi_{вн}(F_{вн})$ является лучом, хотя в действительности при насыщении сердечников величина $\mu_{ст}$ переменная и зависимость $\Phi_{вн}(F_{вн})$ нелинейная, как отмечалось в § 2.4). Если, например, ток *ПО* уменьшился так, что внешняя магнитная проводимость возросла от $\Lambda_{вн1} = \tg \alpha_1$ до $\Lambda_{вн2} = \tg \alpha_2$, то поток в зазоре при холостом ходе возрастает от $\Phi_{\delta 1}$ до $\Phi_{\delta 2}$. Подмагничивающую обмотку наматывают вокруг сердечника якоря на статоре (рис. 2.30, б). Внешние проводники *ПО* укладывают в дополнительные пазы на наружной поверхности сердечника статора, а внутренние проводники *ПО* размещают в тех же пазах, что и якорную обмотку ОЯ. При такой конструкции использование пазов якоря ухудшается и подмагничивается только ярмо сердечника статора.

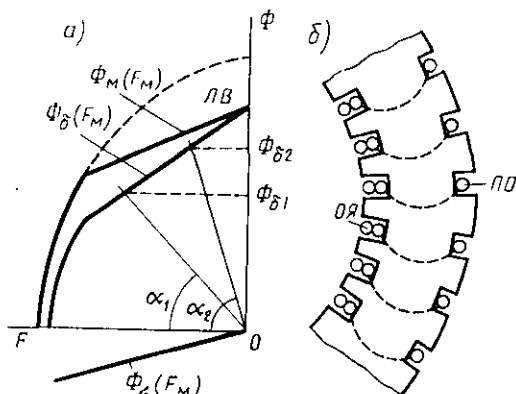


Рис. 2.30. Изменение потока в зазоре синхронного генератора с постоянными магнитами (а) с помощью торондальной подмагничивающей обмотки (б)

Можно использовать *ПО*, активная сторона которой уложена в полум валу машины (рис. 2.31). Подмагничивающая обмотка крепится к статору скобами C , а ротор приводится во вращение с помощью шестерни $Ш$. В такой конструкции *ПО* подмагничивает как сердечник статора $СС$, так и внутреннюю втулку ротора $ВР$, а пазы якоря не содержат дополнительных проводников. Благодаря тому что одновременно насыщаются сердечники статора и ротора, требуемая МДС подмагничивания может быть заметно понижена по сравнению с МДС подмагничивающей обмотки обычного исполнения. Однако размещение подмагничивающих проводников внутри полого вала также связано с трудностями.

Обычно *ПО* рассчитывают так, что ток в них максимален при холостом ходе и снижается по мере увеличения нагрузки, что способствует росту Φ_δ и стабилизации напряжения генератора.

§ 2.10. Применение БЭМ с постоянными магнитами

В последнее время благодаря созданию высококоэрцитивных магнитотвердых материалов с большой магнитной энергией существенно повысился интерес к энергетическим БЭМ с постоянными магнитами. Бесконтактные электрические машины с постоянными магнитами начинают широко применяться в автономных энергетических установках, на транспорте, на летательных аппаратах и в

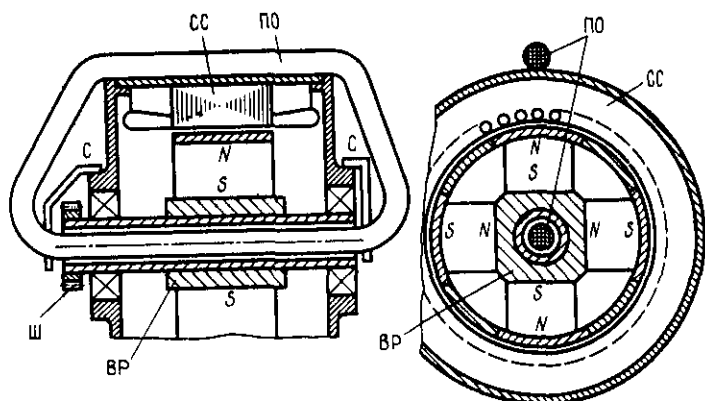


Рис. 2.31. Подмагничивающая обмотка с активной частью, размещенной в полем валу

других областях как высоконадежные генераторы и двигатели. На их основе эффективно реализуются вентильные генераторы и бесконтактные двигатели постоянного тока (см. гл. 5). Широкое распространение получили БЭМ с постоянными магнитами в электромашинных преобразователях электроэнергии (преобразователях рода тока, частоты, числа фаз и т. п.), используемых как в стационарных, так и в бортовых энергоустановках.

Хорошие перспективы открываются перед генераторами с постоянными магнитами на основе РЗМ в авиационной энергетике. Как известно, авиационные электрические генераторы приводятся во вращение от авиадвигателей, у которых частота вращения вала во время полета существенно изменяется. Для стабилизации частоты генерируемого тока во многих случаях применяют привод постоянной частоты вращения (ППЧВ) гидравлического или пневматического типа, который помещается между авиадвигателем и электрическим генератором, обеспечивая постоянную частоту вращения генератора. Из-за сложности конструкции ППЧВ надежность такой системы обычно недостаточно высокая, а стоимость — большая. Поэтому в последние годы наряду с совершенствованием ППЧВ разрабатывают системы ПСПЧ (переменная скорость — постоянная частота), в которых генератор связывается

непосредственно с авиадвигателем и вращается с переменной скоростью, а генерируемый ток преобразуется в полупроводниковом преобразователе частоты так, что его частота сохраняется постоянной. Как показали исследования, использование в схемах с ПСПЧ генераторов с ПМ при увеличении числа полюсов и фаз весьма перспективно. Одно из интересных направлений при разработке подобных авиационных генераторов связано с отказом от выполнения генератора в виде самостоятельного конструктивного агрегата и его поэлементном рассредоточении внутри первичной силовой установки, например турбореактивном авиадвигателе. Постоянные магниты из РЗМ крепят непосредственно на валу компрессора авиадвигателя, а якорь размещают на корпусе авиадвигателя в наиболее удобных для этой цели местах. Такая электрическая машина, органически объединенная с первичной силовой установкой (т. е. имеющая интегральное исполнение), обладает повышенным КПД, имеет меньшее число конструктивных деталей и узлов (в ней нет специальных подшипников, уплотнений, боковых щитов, отдельного корпуса и т. д.) и, что весьма важно, может использоваться не только как генератор, но и как стартер (в режиме электродвигателя) для запуска первичной установки. По расчетам подобный генератор в интегральном исполнении с магнитами из материала SmCo_5 при мощностях $S \approx 60 \dots 120 \text{ кВ} \cdot \text{А}$, частотах вращения $n \approx 5300 \text{ об/мин}$ и канальном масляном охлаждении якоря имеет удельную массу $m^* \approx 0,3 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$.

Генераторы в обычном автономном исполнении с постоянными магнитами типа ЮНДК при интенсивном воздушном охлаждении, частоте вращения $n \approx 8000 \dots 12\,000 \text{ об/мин}$, мощностях $S \approx 20 \dots 60 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ имеют удельные массы $m^* \approx 1,2 \dots 1,6 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$. Применение магнитов на основе РЗМ позволяет заметно уменьшить m^* . Так, генератор с магнитами из РЗМ мощностью $S = 105 \text{ кВ} \cdot \text{А}$, частотой вращения $n = 6000 \text{ об/мин}$ ($f = 2000 \text{ Гц}$) и жидкостным охлаждением якоря имеет удельную массу $m^* = 0,343 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$ и КПД $\eta = 0,89$. Коэффициент полезного действия генераторов можно также повысить за счет криогенного охлаждения. Например, у генераторов с РЗМ и испарительной системой охлаждения на жидком азоте при мощностях $S = 80 \dots 120 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ КПД возрастает до 95% при удельной массе порядка $0,35 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$ (без учета системы охлаждения).

Особенно компактными и легкими получаются генераторы термоминерционного типа с постоянными магнитами из РЗМ. Например, генератор объемом 150 см^3 в минутном режиме может развивать мощность 1 кВт при $n = 3000 \text{ об/мин}$. Успешно внедряются высокооборотные генераторы с магнитами из РЗМ с частотами вращения $n = 70\,000 \dots 120\,000 \text{ об/мин}$ при мощностях $0,5 \dots 4 \text{ кВ} \cdot \text{А}$.

Имеются сообщения о разработке в США компактных бортовых генераторов с ПМ из РЗМ: генератора мощностью 110 кВт

с удельной массой 0,15 кг/кВт и крупного авиационного генератора мощностью 10 МВ·А с частотой вращения 16 000 об/мин, напряжением 1565 В, частотой тока 1870 Гц, обладающего удельной массой 0,05 кг/кВт.

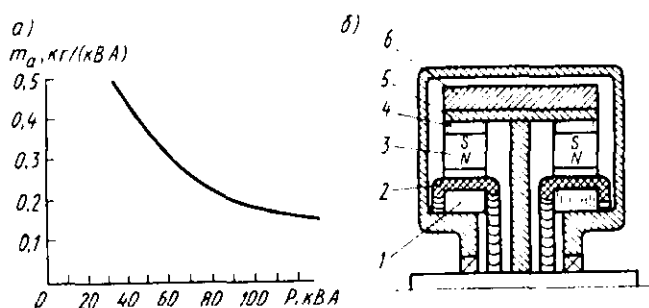


Рис. 2.32. Зависимость удельной массы активных материалов от мощности генераторов с постоянными магнитами (а) и конструкция кинетического аккумулятора энергии (б)

В диапазоне мощностей от 20 до 100 кВ·А удельные массы активных материалов для генераторов с магнитами из РЗМ согласно данным В. А. Балагурова и Ф. Ф. Галтева, имеют характерные значения от 0,5 до 0,2 кг/(кВ·А) (рис. 2.32, а).

Таблица 2.3

Мощность, кВт	Асинхронные двигатели			Синхронные двигатели с постоянными магнитами		
	л, об/мин	cos φ	КПД, %	л, об/мин	cos φ	КПД, %
1,5	1410	0,78	75,0	1500	0,85	82
4,5	1420	0,83	79,5	1500	0,90	86
11	1450	0,83	86,2	1500	0,90	91
18,5	1450	0,85	88,0	1500	0,90	92

В настоящее время широко внедряются в различные области техники двигатели энергетического назначения с постоянными магнитами. Во Франции разработана серия двигателей с магнитами из РЗМ мощностью 0,37 ... 18,5 кВт для применения их в металлургической и химической промышленности, а также в вентиляторах, насосах, кондиционерах. Сравнительные данные некоторых двигателей и их аналогов в виде асинхронных двигателей приведены в табл. 2.3. Применение постоянных магнитов привело к снижению потерь на 30 ... 40% и заметному увеличению КПД и cos φ (см. табл. 2.3).

В Японии созданы двигатели с дешевыми постоянными магнитами из бариевого феррита, обладающие высокими КПД и $\cos \varphi$. Например, двигатель мощностью 1 кВт ($n=12\,000$ об/мин) имеет $\eta=0,89$, $\cos \varphi=0,92$, а у аналогичного асинхронного двигателя $\eta=0,76$, $\cos \varphi=0,84$. Ведутся работы по созданию мощных высокооборотных двигателей дисковой конструкции с ПМ, а также тихоходных двигателей для привода судовых винтов. Так, в США спроектирован двигатель с конструкцией ротора, подобной приведенной на рис. 2.22, б, мощностью 30 МВт и частотой вращения $n=168$ об/мин. Диаметр ротора двигателя 2,5 м; удельная масса $m^*=1,34$ кг/кВт. Двигатели с постоянными магнитами широко используют в системах управления и автоматики.

Особая роль отводится БЭМ с ПМ при разработке летательных аппаратов с полностью электрифицированным оборудованием, на которых пневмо- и гидроприводы заменены высокоэффективным электроприводом. Основным источником электроэнергии на таких летательных аппаратах — генераторы с постоянными магнитами (главным образом на основе РЗМ) мощностью 150...300 кВт и выше. Предполагается, что такие генераторы одновременно будут выполнять роль стартеров мощных авиадвигателей.

Особенностью мощных генераторов с ПМ на транспортных установках (особенно в авиации) является их повышенная пожароопасность. Так как при коротком замыкании невозможно резко уменьшить магнитный поток и напряжение (как в генераторах с обмотками возбуждения), то приходится в ряде случаев предусматривать механическое расцепление генератора и привода, что существенно усложняет конструкцию энергоустановки.

Значительную роль в системах полностью электрифицированных летательных аппаратов играют вентильные двигатели с ПМ на основе РЗМ (см. § 5.3), составляющие основу бортовых электроприводов.

Бесконтактные электрические машины с ПМ представляют большой интерес для кинетических аккумуляторов энергии, используемых, например, на космических аппаратах по следующей схеме: БЭМ с маховиком питается через преобразователь от солнечной батареи на освещенных участках траектории аппарата и в режиме электродвигателя раскручивается до больших частот вращения. При движении аппарата по затененному участку траектории БЭМ переходит в режим генератора и снабжает электроэнергией системы аппарата в течение необходимого времени. На рис. 2.32, б показан разрез одной из конструкций кинетического аккумулятора, в котором БЭМ совмещена с маховиком. Статор машины содержит беспазовый сердечник 1 с якорной обмоткой 2, а на роторе размещаются магниты 3 с кольцевым сердечником 4, примыкающим изнутри к ступице 5 маховика 6. Благодаря наружному расположению маховика обеспечиваются большой момент инерции и высокая прочность ротора машины.

§ 2.11. Алгоритмы и примеры расчета синхронных машин с постоянными магнитами

Рассмотрим некоторые варианты расчета синхронных генераторов с возбуждением от постоянных магнитов для автономных электроэнергетических установок (АЭУ). Расчетные алгоритмы таких генераторов обладают рядом особенностей по сравнению со стандартными методиками. Главная из них связана с поиском наилучших вариантов по критериям технического задания на проектирование АЭУ в целом как единой системы. При этом, как правило, рассматривается значительное число расчетных вариантов машины с различными конструктивными исполнениями и из них отбираются наиболее рациональные для дальнейшей углубленной проработки (например, с применением соответствующих САПР).

Речь идет, таким образом, об ускоренном расчете основных показателей машин с учетом как традиционных, так и специфических ограничений, диктуемых согласованием характеристик машины и АЭУ в целом. Естественно, предварительные оценки основных показателей машины впоследствии должны дополняться и уточняться на основе подробных расчетов электрических, прочностных и тепловых характеристик машины на основе традиционных методик.

Поскольку расчетные алгоритмы должны быть относительно универсальными, большая роль в них отводится безразмерным параметрам и показателям, которые имеют наглядный физический смысл и могут выбираться как с учетом имеющихся рекомендаций (далеко не полных для электрических машин АЭУ), так и на основе достаточно очевидных интуитивных инженерных представлений.

Рассмотрим особенности расчетных алгоритмов машин с ПМ применительно к синхронным генераторам. Расчет синхронных двигателей может проводиться на аналогичной основе. Пусть требуется провести приближенный расчет синхронного генератора с ПМ на заданные номинальные значения мощности $S_{ном}$, числа фаз m , напряжения $U_{ном}$, коэффициента мощности $\cos \varphi$. Характеристики ПМ считаются известными (B_r , H_c , a , μ_v^*).

Можно выделить четыре схемы расчета машины на заданную мощность в зависимости от требований технического задания.

В первой расчетной схеме генератор рассчитывается под известный первичный привод с фиксированной частотой вращения n и должен вырабатывать ток заданной частоты f .

Вторая расчетная схема предусматривает работу генератора с максимально допустимой окружной скоростью ротора v_{max} и соответственно с предельными механическими напряжениями. Задание v_{max} связано с минимизацией размеров и массы генератора (см. § 1.3).

Третья расчетная схема помимо задания $v_{\max}$ предполагает фиксирование электромеханической постоянной T_1 , характеризующей быстроту запуска установки.

Частота тока f во второй и третьей схемах жестко не ограничена, так как в ряде случаев АЭУ могут работать при изменяющихся f (например, при нагревательных, осветительных и других нагрузках) или содержать потребители, рассчитанные на частоту, определяемую в процессе расчета генератора.

В четвертой расчетной схеме машины заданы значения n и T_1 . Для нахождения главных размеров генератора во всех случаях вначале определяются значения E_0^* и I_k^* (см. § 2.7). В общем виде они могут рассчитываться по (2.23), (2.24) на основе относительных магнитных проводимостей Λ_δ^* , Λ_σ^* , $\Lambda_{\sigma\delta}$ и параметров a и μ_v^* . При этом число пар полюсов p считается известным. Если расчет ведется по первой схеме, то $p=60f/n$. При

использовании второй и третьей расчетных схем вначале p задается из общих соображений, а затем при необходимости находится p_{opt} путем дополнительных расчетов (см. § 2.7).

Рассмотрим вначале генератор с тангенциально намагниченными ПМ на основе РЗМ (рис. 2.33, а), применяемый в АЭУ мощностью от десятков до сотен киловатт. В этом случае $\mu_v^*=1$, $a=0$ и расчет E_0^* и I_k^* осуществляется по (2.30) и (2.31). Определим вначале относительные размеры магнитов для фиксированного значения p , считая, что диаметр d внутренней втулки, к которой примыкают магниты, превышает на Δ диаметр d' , на котором пересекаются продолжения сторон соседних магнитов. Относительный показатель $\Delta^*=\Delta/D$ учитывает технологические факторы (обычно $\Delta^*\approx 0,1 \dots 0,2$). Так как немагнитная вставка наружного цилиндра, примыкающая к магниту, имеет примерно тот же тангенциальный размер, что и магнит, то $\pi D - \pi d' \approx 2\alpha_p \tau$, $\tau = \pi D / (2p)$, откуда $d' \approx (1 - \alpha_p) D$, где $\alpha_p = b_p / \tau$ — конструктивный коэффициент полюсного перекрытия (обычно $\alpha_p \approx 0,6 \dots 0,7$ для магнитов на основе РЗМ).

С учетом соотношения $d = d' + \Delta = D(1 - \alpha_p + \Delta^*)$ радиальная высота магнита $b_m = 0,5(D - d) = 0,5(\alpha_p - \Delta^*)D$.

Относительные размеры магнита — высота и тангенциальная длина соответственно

$$b_m^* = b_m / (0,5D) = \alpha_p - \Delta^*; \quad (2.40)$$

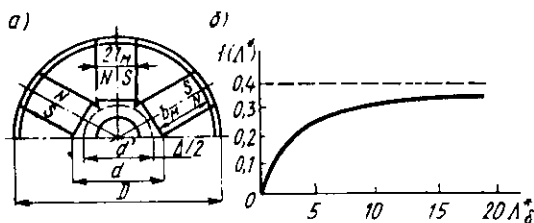


Рис. 2.33. Поперечное сечение ротора с тангенциальными магнитами (а) и зависимость $f(\Lambda^*)$ от Λ_δ^* (б)

$$L^* = 2l_m/b_m = (1 - \alpha_p) \tau / b_m = \frac{\pi (1 - \alpha_p)}{p (\alpha_p - \Delta^*)}. \quad (2.41)$$

Базовые величины для b_m^* и L^* выбраны так, чтобы давать наглядное представление о форме и расположении ПМ. При определении b_m^* значение Δ^* может косвенно учитывать толщину наружного цилиндра или бандажа.

Коэффициент заполнения ротора магнитами

$$k_{zm} = 2p(2l_m)b_m/(\pi D^2/4) = 2(1 - \alpha_p)(\alpha_p - \Delta^*). \quad (2.42)$$

Теперь можно перейти к нахождению Λ_δ^* , Λ_σ^* , $\Lambda_{\sigma a}^*$. Относительная проводимость зазора (на один полюс магнита) с учетом масштабов (см. § 2.6) $\Lambda_\delta^* = (0,5\mu_0\alpha_\delta\tau l/\delta'')H_c l_m/(B_r b_m l)$, где множитель 0,5 учитывает, что на один полюс магнита приходится половина τ .

После подстановок получим

$$\Lambda_\delta^* = \alpha_\delta \pi L^* / (8p\mu_r^* \delta'') = \frac{\alpha_\delta \pi^2 (1 - \alpha_p)}{8(\alpha_p - \Delta^*)\mu_r^* \delta'' p^2}, \quad (2.43)$$

где α_δ — расчетный коэффициент полюсного перекрытия; $\mu_r^* = B_r/(\mu_0 H_c)$ — относительная магнитная проницаемость; $\delta''^* = \delta''/D$ — относительный рабочий зазор; $\delta'' = k_\delta k_\mu \delta$; δ — конструктивный зазор. Обычно $\delta''^* \approx (6,5 \dots 10) \cdot 10^{-3}$ при $D \approx 0,03 \dots 0,1$ м; $\alpha_\delta \approx (1,1 \dots 1,2)\alpha_p$; $k_\delta k_\mu \approx 1,1 \dots 1,4$, причем значения k_δ и k_μ впоследствии уточняются.

Относительная проводимость рассеяния магнита (см. § 2.7)

$$\Lambda_\sigma^* = (k_\sigma - 1)\Lambda_\delta^*, \quad (2.44)$$

где k_σ задается в пределах $1,1 \dots 1,4$ (значения k_σ тем больше, чем больше δ''^* , p и меньше λ).

При выборе k_σ можно руководствоваться рекомендациями, приводимыми в литературе по машинам с ПМ. Значения k_σ после расчета основных размеров могут уточняться, например, методом вероятных путей потока или моделированием поля рассеяния магнита (см. § 2.7). Значения k_σ для машин с тангенциальными и радиальными ПМ во многих случаях различаются незначительно, а значения k_σ для радиальных магнитов близки к k_σ полюсов соответствующей формы с обмотками возбуждения.

Относительная проводимость рассеяния якорной обмотки

$$\Lambda_{\sigma a}^* = X_{\sigma a}^* = X_{\sigma a}(m_I/m_E),$$

причем (см. § 2.7)

$$m_I = \pi p H_c l_m (m \sqrt{2} k_d k_0 \omega); \quad (2.45)$$

$$m_E = 2\pi \sqrt{2} k_0 \omega f B_r l b_m. \quad (2.46)$$

Множитель «2» в (2.46), в отличие от формулы для m_E , появляется в связи с тем, что при тангенциальном намагничивании в каждом полюсном секторе суммируются потоки двух соседних магнитов, т. е. магниты соединены не последовательно, а параллельно. Объем магнитов при тангенциальном намагничивании Q_m равен $2pS_m(2l_m)$, а не $2pS_m l_m$, как при радиальном намагничивании. Таким образом, при переходе от радиального к тангенциальному намагничиванию ПМ значения m_E и Q_m формально удваиваются, а основные расчетные формулы не изменяются.

Расчет генератора с радиальными ПМ кратко обсуждается в дальнейшем.

Индуктивное сопротивление рассеяния якоря, как известно,

$$X_{sa} = 4\pi\mu_0 f w^2 l \sum \lambda_i(pq), \quad (2.47)$$

где q — число пазов на полюс и фазу; $\sum \lambda$ — удельная магнитная проводимость рассеяния.

С учетом (2.45) ... (2.47) получим

$$\Lambda_{sa}^* = \frac{\pi^2 (1 - \alpha_p) \sum \lambda}{2p(\alpha_p - \Lambda^*) \mu_r^* m q k_d k_0^2}. \quad (2.48)$$

При расчете Λ_{sa}^* по (2.48) необходимо кроме зафиксированных ранее α_p , p , μ_r^* , m предварительно задаться $\sum \lambda$ (обычно от 2 до 4) и параметрами q , k_d , k_0 в соответствии с рекомендациями традиционных методик. Значение $\sum \lambda$ уточняется после определения размеров паза. По значениям Λ_δ^* , Λ_σ^* и Λ_{sa}^* находятся E_0^* и I_k^* с помощью (2.30) и (2.31).

Рассмотрим линейную нагрузку генератора (см. § 2.7)

$$A = \sqrt{2} p H_c I^* (l_m/D) / (k_d k_0).$$

С учетом (2.40) и (2.41) при тангенциальных ПМ имеем

$$A = \pi \sqrt{2} (1 - \alpha_p) H_c I^* / (4 k_d k_0).$$

Видно, что в машинах с радиальными и тангенциальными магнитами параметр A может по-разному зависеть от числа пар полюсов p . В первом случае при увеличении p отношение l_m/D может изменяться слабо и A линейно зависит от p при прочих равных условиях, как в обычных синхронных машинах. Во втором случае увеличение p должно, как правило, сопровождаться пропорциональным уменьшением l_m из конструктивных соображений, поэтому A в явном виде не зависит от p . Таким образом, при радиальных магнитах зависимость между A и p проявляется сильнее, чем при тангенциальных магнитах.

Если задаться значением A , учитывая условия охлаждения генератора и режим его работы, то можно найти относительный рабочий ток в масштабе bh -диаграммы, рассмотренной в § 2.7:

$$I^* = \frac{4 k_d k_0 A}{\pi \sqrt{2} (1 - \alpha_p) H_c}. \quad (2.49)$$

Нагрузочный режим характеризуется отношением рабочего тока к току к. з. (см. § 2.7):

$$i = I^*/I_k^* = \sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2} - u \sin \varphi, \quad (2.50)$$

откуда следует

$$u = U/E_0 = U^*/E_0^* = \sqrt{1 - (i \cos \varphi)^2} - i \sin \varphi. \quad (2.51)$$

Таким образом, для заданного φ и найденного по (2.31) и (2.49) значения i определяем относительное напряжение генератора, характеризующее наряду с параметром i рабочий режим генератора и относительное снижение напряжения при нагрузке. Обычно $u \approx 0,7 \dots 0,9$. Если значения u получаются нерациональными, следует изменить A и I^* . Заметим, что $1/i$ определяет кратность тока к. з., которая может регламентироваться и при необходимости корректироваться изменением A .

В отдельных случаях в расчетах используется $u = u_{\text{орт}}$ согласно (2.29), после чего находятся i , I^* и линейная нагрузка A , которая должна находиться в допустимых пределах, что не всегда достижимо. Зная u , находим коэффициент k_u по (2.26) и переходим непосредственно к определению основных размеров активной зоны генератора.

Если расчет ведется по первой схеме, когда n и f заданы, то можно выбрать λ согласно общим рекомендациям (например, для общепромышленных генераторов $\lambda = 0,8 / \sqrt{p}$, для авиационных генераторов $\lambda \approx 0,5 \dots 0,8$) или с учетом специфики рассматриваемой АЭУ (включая габаритные ограничения), а затем по (2.28) определить D с учетом (2.42).

При использовании второй расчетной схемы диаметр D находится по (2.33) для выбранных значений p и λ .

Для АЭУ особый интерес представляет третья расчетная схема, ориентированная на разработку наиболее компактных и быстродействующих генераторов. В этом случае благодаря заданию T_J появляется дополнительная связь между величинами D и λ , которые определяются по (2.34) и (2.35). Зная D и v_{max} , находим $n = 60v_{\text{max}}/(\pi D)$, $f = pn/60$. Частота вращения n должна согласовываться с возможностями выбираемых подшипниковых опор и системы их смазки, а также расчетным ресурсом генератора (см. § 1.3).

В четвертой расчетной схеме машина рассчитывается на заданные значения T_J и частоты вращения n . Тогда окружная скорость ротора для машины с тангенциальным ПМ

$$v = \pi \sqrt{\frac{nk_{3m}k_u p B_r H_c E_0^* I_k^* T_J}{60k_{\gamma} \gamma_{\text{ст}} k_d}}, \quad (2.52)$$

причем должно выполняться $v < v_{\text{max}}$ по условиям прочности ротора. Для найденного значения v находятся $D = 60v/\pi n$ и λ по формуле (2.35) с заменой v_{max} на v согласно (2.52).

Если число полюсов не фиксировано жестко, можно найти его оптимальное значение. Действительно, согласно (2.27),

$$Q_m = \frac{120 S_{\text{ном}} k_d}{k_u \pi^2 B_r H_c p E_0^* I_{\kappa}^* n}.$$

Поскольку $E_0^* I_{\kappa}^*$ зависит от относительных магнитных проводимостей, которые, в свою очередь, зависят от p (выявление таких зависимостей является сложной самостоятельной задачей), можно построить зависимость $Q_m(p)$ и по ее минимуму найти $p = p_{\text{орт}}$ (см. § 2.7). В некоторых случаях значение $p_{\text{орт}}$ находится из условия $dQ_m/dp = 0$, однако определение производной dQ_m/dp обычно не проще, чем прямое построение зависимости $Q_m(p)$.

При выявлении зависимостей относительных магнитных проводимостей от p необходимо учитывать не только влияние p на абсолютные значения проводимостей, но возможную зависимость от p масштаба $m_A = B_r S_m / (H_c l_m)$, поскольку при изменении числа полюсов могут изменяться их размеры (S_m, l_m) из-за конструктивных ограничений. Во всех случаях $S_m = b_m l$.

Далее необходимо найти индукцию B_δ для расчета магнитной цепи. Сначала определяется индукция магнита B_{m0} при холостом ходе с учетом прямолинейной характеристики размагничивания:

$$B_{m0}^* = 1 - H_{m0}^* = 1 - F_{\delta 0}^* = 1 - (\Phi_{m0}^* / \Lambda_\delta^*) = 1 - (E_0^* / \Lambda_\delta^*). \quad (2.53)$$

Полезная индукция магнита при холостом ходе

$$B_{n0}^* = B_{m0}^* - F_{\delta 0}^* \Lambda_\delta^* = 1 - E_0^* (\Lambda_\delta^* + 1) / \Lambda_\delta^*. \quad (2.54)$$

Относительная индукция в зазоре при холостом ходе

$$B_{\delta 0}^* = 2 B_{n0}^* b_m / (\alpha_\delta \tau) = 2 p B_{n0}^* (\alpha_p - \Delta^*) / (\pi \alpha_\delta). \quad (2.55)$$

Рабочая индукция в зазоре, пропорциональная напряжению генератора, с учетом влияния рассеяния якоря определяется в виде

$$B_\delta = B_r B_{\delta 0}^* k_E u, \quad (2.56)$$

где

$$k_E = E_\delta / U = \sqrt{\cos^2 \varphi + (X_{\sigma a*} / \sin \varphi)^2}, \quad (2.57)$$

причем относительное индуктивное сопротивление рассеяния якоря в традиционных относительных единицах (обозначаемых звездочкой внизу)

$$X_{\sigma a*} = X_{\sigma a} I_{\text{ном}} / U_{\text{ном}} = \Lambda_{\sigma a}^* (m_E / m_I) (I_{\text{ном}} / U_{\text{ном}}) = \Lambda_{\sigma a}^* I^* / (u E_0^*). \quad (2.58)$$

Обычно $X_{\sigma a*} \approx 0,05 \dots 0,15$.

Задаваясь различными значениями тока, можно построить внешнюю характеристику генератора по формуле (2.51).

Глубина паза якоря

$$h_a = A / (j_a b_n^* k_{\text{ин}}), \quad (2.59)$$

где j_a — плотность тока в якоре, выбираемая с учетом системы охлаждения генератора (см. § 1.3); $b_n^* = b_n/t_z$ — относительная ширина паза; $t_z = \pi D/Z$ — пазовое деление; $Z = 2p\tau q$ — число пазов (зубцов); $k_{ин}$ — коэффициент использования паза.

Можно предварительно принять $b_n^* \approx 0,5 \dots 0,6$; $k_{ин} \approx 0,4$ (для круглого провода). По значению b_n^* можно оценить характерную индукцию в зубце:

$$B_z \approx B_\delta (1 - b_n^*) \quad (2.60)$$

и согласовать ее с допустимыми для материала сердечника значениями. Зная B_z , можно по характеристикам материала найти H_z , падение магнитного потенциала в зубце $F_z \approx H_z h_n$ и уточненное значение $k_\mu \approx (F_\delta + F_z)/F_\delta$ (падение магнитного потенциала в ярме якоря несущественно, так как обычно сталь в машинах с ПМ слабонасыщенная и за счет многополюсности длина линии индукции в ярме относительно мала).

По размерам $\delta = \delta'' D / (k_\mu k_\delta)$, t_z и $b_n = b_n^* t_z$ можно также уточнить коэффициент k_δ , используя, например, известную формулу

$$k_\delta \approx (10\delta + t_z) / (10\delta + b_z). \quad (2.61)$$

где $b_z = t_z - b_n$.

Если k_μ и k_δ сильно отличаются от значений, предварительно выбранных при расчете Λ_δ^* , можно провести расчетные итерации.

Затем следует уточнить $\Sigma\lambda$. Например, для открытого прямоугольного паза удельная проводимость, складывающаяся из пазового, лобового и дифференциального рассеяния, может приближенно определяться как

$$\Sigma\lambda \approx \frac{h_n}{3b_n} + \frac{q}{2p\lambda} + \frac{t_z}{12\delta k_\delta}. \quad (2.62)$$

Если найденное значение $\Sigma\lambda$ существенно отличается от предварительно выбранного при расчете $X_{\text{всв}}$ (более чем на 10 ... 15%), следует провести итерационные расчеты, задаваясь промежуточными значениями $\Sigma\lambda$.

По заданному напряжению генератора $U_{\text{ном}} = uE_0$ находится число витков обмотки якоря

$$w = \frac{U_{\text{ном}}}{\pi \sqrt{2} u k_0 f B_{\delta 0} \alpha_\delta \tau l}, \quad (2.63)$$

где $B_{\delta 0} = B^*_{\delta 0} B_r$.

Число проводников в пазу

$$u_n = a_1 w / p q, \quad (2.64)$$

где a_1 — число параллельных ветвей обмотки фазы.

Значения w обычно округляются так, чтобы u_n было четным для реализации двухслойных обмоток.

Сечение провода в пазу

$$s_{\text{пр}} = b_{\text{н}} h_{\text{н}} k_{\text{ин}} / (a_1 u_{\text{н}}). \quad (2.65)$$

Это значение может округляться до стандартных значений. Округления ω , $u_{\text{н}}$ и $s_{\text{пр}}$ могут потребовать уточнения ряда показателей.

Далее находится ток генератора $I_{\text{ном}} = j_a s_{\text{пр}} a_1$. С другой стороны, $I_{\text{ном}} = S_{\text{ном}} / (m U_{\text{ном}})$. Кроме того, $I_{\text{ном}} = m_l I^*$, где m_l находится по (2.45) с учетом (2.41). Рассчитанные таким образом значения $I_{\text{ном}}$ должны быть достаточно близкими. Некоторые расхождения могут вызываться округлениями величин и другими второстепенными факторами.

Высота спинки ярма якоря

$$h_{\text{я}} = 0,5 \alpha_{\delta} k_E \tau B_{\delta} / (k_c B_{\text{я}}), \quad (2.66)$$

где $B_{\text{я}}$ — индукция в ярме; k_c — коэффициент заполнения пакета якоря сталью. Значения $B_{\text{я}}$ и k_c выбираются согласно общим рекомендациям.

Объем провода обмотки якоря при отгибе лобовых частей на угол $\alpha_{\text{л}} = 45^\circ$

$$Q_a \approx \pi h_{\text{н}} b_{\text{н}}^* k_{\text{ин}} (D + h_{\text{н}}) (l + \sqrt{2} \tau). \quad (2.67)$$

При других углах $\alpha_{\text{л}}$ объем Q_a изменяется незначительно.

Потери в обмотке якоря

$$\Delta p_a = \rho_l j_a^2 Q_a, \quad (2.68)$$

где ρ_l — удельное сопротивление провода при рабочей температуре.

Масса зубцов якоря и потери в них соответственно

$$M_z \approx \gamma_{\text{ст}} \pi h_{\text{н}} l (1 - b_{\text{н}}^*) (D + h_{\text{н}}) k_c, \quad (2.69)$$

$$\Delta p_z \approx k_{\text{тз}} p_0 [B_{\delta}' (1 - b_{\text{н}}^*)]^2 (f/400)^{1,5} M_z, \quad (2.70)$$

где $k_{\text{тз}} \approx 2$ — технологический коэффициент, учитывающий дефекты шихтовки пакета после его механической обработки и другие факторы; p_0 — удельные потери (Вт/кг) для материала магнитопровода при $B_z = 1$ Тл и $f = 400$ Гц.

Масса спинки якоря и потери в ней соответственно

$$M_{\text{я}} \approx \gamma_{\text{л}} l h_{\text{я}} (D + h_{\text{я}} + 2 h_{\text{н}}) k_c, \quad (2.71)$$

$$\Delta p_{\text{я}} \approx k_{\text{тл}} p_0 B_{\text{я}}^2 (f/400)^{1,5} M_{\text{я}}, \quad (2.72)$$

где $k_{\text{тл}} \approx 1,4$.

Поверхностные потери в наружном цилиндре ротора

$$\Delta p_{\text{рон}} \approx \pi D a_p I K_0 n^{1,5} (\pi D B_0)^2 / \sqrt{Z}, \quad (2.73)$$

где $K_0 \approx 23$ для сплошного цилиндра; $B_0 \approx B_{\delta} (k_{\delta} - 1)$.

Механические $\Delta p_{\text{мех}}$ и добавочные $\Delta p_{\text{доб}}$ потери рассчитываются по общим рекомендациям. Если на валу имеется вентилятор, то он дает основной вклад в потери $\Delta p_{\text{мех}}$, которые могут оцениваться по формуле

$$\Delta p_{\text{вент}} \approx (2 \dots 2,5) D_{\text{в}}^4 b_{\text{в}} n^3 10^{-4}, \quad (2.74)$$

где $D_{\text{в}}$ и $b_{\text{в}}$ — соответственно диаметр вентилятора и ширина его лопатки.

Коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = S_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}} / (S_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}} + \sum \Delta p), \quad (2.75)$$

где $\sum \Delta p$ — сумма всех потерь.

В качестве примеров были рассчитаны по третьей расчетной схеме генератор с ПМ на длительный режим работы (вариант 1) и термоннерционный генератор с ПМ (вариант 2). Результаты расчетов приведены в табл. 2.4. Для всех генераторов: $P_{\text{ном}} = 10^5$ Вт; $m = 3$; $\cos \varphi = 0,9$; $u = 0,8$; $v_{\text{max}} = 120$ м/с; $T_f = 0,5$ с; $k_a = 0,85$; $b_n^* = 0,5$; $k_{\text{ин}} = 0,4$; $k_0 = 0,92$; $k_k = 1,6$; $k_{\delta k_{\mu}} = 1,4$; $\Delta^* = 0,1$; $k_{\sigma} = 1,15$; $B_r = 0,82$ Тл; $H_c = 0,56 \cdot 10^6$ А/м, что соответствует минимально допустимым показателям магнитов из материала КС-37 А; $p = 3$; $q = 5/3$; $Z = 30$; $\alpha_p = 0,6$.

Расчеты показывают, что требование быстрого запуска ($T_f = 0,5$ с) приводит для всех вариантов к относительно большим λ , обеспечивающим малые моменты инерции. Ограниченное время включения термоннерционного генератора позволяет втрое увеличить j_a и получить малые значения m^* . Из-за наличия сплошного цилиндрического бандажа поверхностные потери в генераторах получаются значительными.

Высокий КПД у термоннерционного генератора объясняется пониженными механическими потерями из-за отсутствия вентилятора. В то же время потери Δp_a у этого генератора наибольшие вследствие высоких j_a .

Изменение T_f существенно влияет на геометрию и параметры генераторов. Если принять $T_f = 1$ с, то для варианта 1 получим: $D = 0,18$ м; $\lambda = 0,46$; $n = 12\,732$ об/мин; $m^* = 0,46$ кг/кВт.

Сильное влияние на показатели генераторов оказывает изменение v_{max} , как видно из записанных ранее формул. Оптимальные значения p_{opt} для обоих вариантов, обеспечивающие $\min Q_m$, лежат в пределах 5 ... 6 при допущении $(k_{\sigma} - 1) \propto p^2$. Для $p = 3$ объем Q_m возрастает на 15 ... 20% по сравнению с $p = p_{\text{opt}}$. Выбор $p = 3$ соответствует более простой конструкции ротора, умеренным значениям частоты и потерь, а также более рациональной геометрии машины.

Для оценки влияния размера зазора на показатели генератора построена зависимость $f(\Lambda^*) = E_0^* I_k^*$ от Λ_{σ}^* на рис. 2.33, б при $\Lambda_{\sigma}^* = 0,85 = \text{const}$ и $\Lambda_{\sigma a}^* = 0,785 = \text{const}$ (вариант 1). Эта зависимость имеет насыщающийся характер, причем $\lim f(\Lambda^*) =$

$= (1 + \Lambda_{\sigma\sigma}^* + \Lambda_{\sigma}^*)^{-1}$ при $\Lambda_{\delta}^* \rightarrow \infty$. В общем случае Λ_{σ}^* и $\Lambda_{\sigma\sigma}^*$ зависят от Λ_{δ}^* . Однако, как показывают вспомогательные расчеты, эта зависимость слабая, поэтому по кривой на рис. 2.33, б можно

Таблица 2.4

Параметры генераторов	Варианты	
	1	2
Время работы Δt , с	Длительное	30
Температура обмоток t , °C	200	$t_1 = 20$ $t_2 = 300$
Диаметр активной зоны D , м	0,085	0,097
Геометрический фактор λ	2,25	1,5
Наружный диаметр D_n , м	0,146	0,129
Зазор δ , мм	0,6	0,7
Глубина паза h_n , мм	16	4
Частота вращения n , об/мин	27 090	23 627
Частота тока f , Гц	1354	1181
Линейная нагрузка A , А/м	$3,78 \cdot 10^4$	$4,35 \cdot 10^4$
Индукция в зазоре B_{δ} , Тл	0,83	0,81
Плотность тока j_a , А/мм ²	12	35,4
МДС магнитов F_m , А	982	1150
Кратность тока к.э. $I_k/I_{ном}$	2,9	2,9
Относительные индуктивные сопротивления X_{d*}	0,37	0,37
$X_{\sigma\sigma*}$	0,15	0,114
Удельная проводимость рассеяния (выбранная/расчетная) $\Sigma\lambda$	2,5/2,25	1,6/1,48
Относительные магнитные проводимости:		
зазора Λ_{δ}^*	5,65	5,65
рассеяния магнита Λ_{σ}^*	0,85	0,85
рассеяния якоря $\Lambda_{\sigma\sigma}^*$	0,785	0,5
Потери, Вт:		
в обмотке якоря Δp_a	1094	3125
в стали зубцов Δp_z	1928	375
в стали ярма Δp_{γ}	1307	842
поверхностные $\Delta p_{пов}$	3390	3440
механические $\Delta p_{мех}$	5000	2500
добавочные $\Delta p_{доб}$	1000	1000
Коэффициент плотности k_{γ}	0,9	0,9
Масса активных элементов M_a , кг	19,1	13,5
Полная масса M , кг	31	22
Удельная масса m^* , кг/кВт	0,31	0,22

судить, например, о связи между размером зазора δ и объемом магнитов Q_m , обратно пропорциональным $f(\Lambda^*)$. Так, уменьшение Λ_{δ}^* с 5 до 2 (увеличение зазора в 2,5 раза при малых Λ_{δ}^*) приводит к снижению $f(\Lambda^*)$ с 0,3 до 0,15, т. е. требует удвоения объема магнитов. В то же время уменьшение Λ_{σ}^* с 12,5 до 5 (увели-

чение зазора в 2,5 раза при существенных Λ_{δ}^*) приводит к уменьшению $f(\Lambda^*)$ с 0,31 до 0,25, т. е. требует увеличения Q_m только в 1,24 раза. Следовательно, переход к беспазовым конструкциям имеет смысл при $\Lambda_{\delta}^* \geq 6 \dots 8$ (для Λ_{δ}^* и $\Lambda_{\delta a}^*$ в пределах 0,5 ... 1), хотя такой переход при заданной мощности генератора требует увеличения объема магнитов.

Обеспечение достаточно высоких значений Λ_{δ}^* в беспазовых генераторах возможно при больших j_a и малых толщинах якорной обмотки, т. е. при использовании систем интенсивного охлаждения (жидкостного, криогенного и т. п.) или термоннерционных генераторов.

При радиально намагниченных ПМ ряд расчетных соотношений видоизменяется. Обычно в роторах с радиальными ПМ (см. рис. 2.22, а) полюсный наконечник (или примыкающая к магниту магнитомягкая вставка наружного цилиндра) шире магнита, что можно учесть введением коэффициента $k_n = b_m/b_n$, где b_m — ширина магнита; b_n — ширина наконечника (вставки). Обычно $k_n \approx 0,85 \dots 0,9$. Тогда вместо записанных формул (2.40) ... (2.43), (2.48), (2.49), (2.55) имеем соответственно:

$$b_m^* = \frac{b_m}{l_m} = \frac{\alpha_p k_n \pi}{p(1 - \alpha_p k_n - \Delta^*)}; \quad (2.76)$$

$$L^* = \frac{l_m}{0,5D} = 1 - \alpha_p k_n - \Delta^*; \quad (2.77)$$

$$k_{ам} = 2(1 - \alpha_p k_n - \Delta^*) \alpha_p k_n; \quad (2.78)$$

$$\Lambda_{\delta}^* = \frac{\alpha_b(1 - \alpha_p k_n - \Delta^*)}{2\delta^* \mu_r^* \alpha_p k_n}; \quad (2.79)$$

$$\Lambda_{\delta a}^* = \frac{2p(1 - \alpha_p k_n - \Delta^*) \sum \lambda}{\alpha_p \mu_r^* q m \kappa_d k_0^2 k_n}; \quad (2.80)$$

$$A = \frac{V \sqrt{2} p (1 - \alpha_p k_n - \Delta^*) H_c I^*}{2 k_d k_0}; \quad (2.81)$$

$$B_{\delta 0}^* = \frac{p B_{no}^* (\alpha_b - \Delta^*)}{\pi \alpha_b}. \quad (2.82)$$

Остальные соотношения сохраняются неизменными. Оценки показателей генераторов с радиальными магнитами проводятся в той же последовательности, что и для генераторов с тангенциальными ПМ.

Так как при радиальном намагничивании магнитов на основе РЗМ рабочая индукция B_{δ} заметно снижается, эти генераторы имеют повышенные значения m^* и уступают по многим показателям машинам с тангенциальными магнитами при существующих уровнях B_r и H_c .

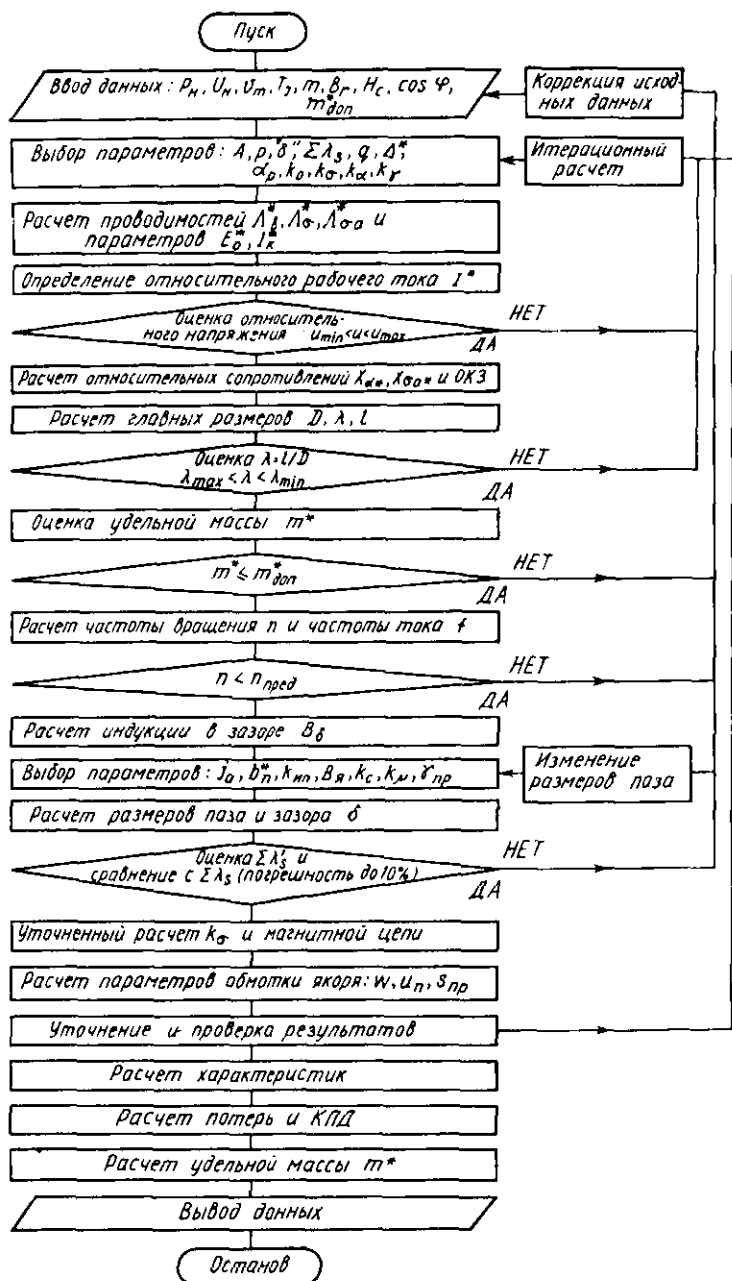


Рис. 2.34. Схема алгоритма расчета синхронного генератора с высококоэрцитивными магнитами

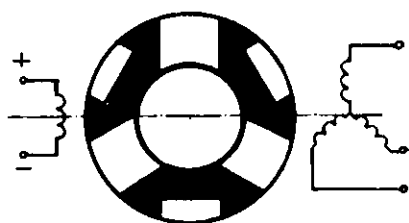
Применение перспективных материалов с повышенными B_r ($B_r > 1$ Тл) может улучшить возможности машин с радиальными магнитами на основе РЗМ.

Как показали сравнительные оценки, использование разработанных методик расчета генераторов с ПМ дает результаты, отличающиеся от результатов полных традиционных методик не более чем на 10...15% (т. е. в пределах, например, допустимых отклонений свойств материалов для постоянных магнитов). В то же время разработанные методики с самого начала учитывают ограничения, связанные с предельными режимами работы генераторов в АЭУ.

Схема алгоритма расчета БЭМ с редкоземельными ПМ приведена на рис. 2.34 (третья расчетная схема).

Вопросы для самопроверки

1. Какие магнитотвердые материалы обладают наилучшими характеристиками для изготовления постоянных магнитов?
2. Как найти направление линии возврата?
3. Как определить положение рабочей точки в $F\Phi$ -координатах при работе постоянного магнита с внешней целью?
4. Что такое стабилизация магнита?
5. Как определяются параметры схемы замещения магнитной цепи машины с постоянными магнитами?
6. Почему магнитное рассеяние способствует более стабильной работе постоянного магнита?
7. В чем заключается главное отличие ротора с тангенциальными постоянными магнитами от других аналогичных конструкций?
8. Что такое беспазовая электрическая машина?
9. Перечислите способы регулирования и стабилизации напряжения в генераторах с постоянными магнитами.



**БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНЫ
С ОБМОТКАМИ
ВОЗБУЖДЕНИЯ**

§ 3.1. Общие положения

Несмотря на достоинства БЭМ с постоянными магнитами, их применение носит ограниченный характер из-за плохих регулировочных свойств. В системах, где требуются плавное и глубокое регулирование показателей и высокий уровень их стабилизации, широко используются БЭМ с обмотками возбуждения (БЭМ с электромагнитным индуктором). Изменяя ток в обмотках, можно плавно менять магнитный поток и связанные с ним показатели БЭМ.

Бесконтактные электрические машины с обмотками возбуждения (ОВ) прошли интересный путь развития и отличаются большим многообразием конструкций. Их эволюция сопровождается непрерывным поиском новых технических решений, осуществление которых опирается как на фундаментальные физические законы, так и на конструкторское творчество инженера.

Начало БЭМ с обмотками возбуждения было положено *П. И. Яблочковым*, который в 1877 г. предложил первый бесконтактный генератор с ОВ оригинальной конструкции, близкий по характеристикам к коммутаторным генераторам (см. § 3.4). Затем появились основные разновидности индукторных генераторов, среди которых первой практически выполненной машиной был генератор *А. Клименко* (1882). Специфической особенностью индукторных машин является то, что магнитная индукция в рабочем зазоре изменяется только по величине, сохраняя направление. Возникающее вследствие этого недониспользование магнитного потока стимулировало развитие БЭМ с когтеобразными полюсами (см. § 3.3) и БЭМ с осевым возбуждением (см. § 3.5). Главная

особенность машин первого типа — наличие дополнительных зазоров в магнитной цепи и больших потоков рассеяния, особенности машин второго типа — увеличенный объем обмотки возбуждения и необходимость ее размещения в полом валу.

В перечисленных типах БЭМ обмотки якоря и возбуждения размещаются на статоре, а изменение магнитного потока в активной зоне обеспечивается благодаря специальной форме стального магнитопровода ротора. В 30...40-е годы нашего века были предложены БЭМ с вращающимися выпрямителями (см. § 3.2), обмотка возбуждения которых расположена на роторе, а ее питание постоянным током осуществляется через вращающийся выпрямитель от бесконтактного возбудителя. Интенсивное развитие машин этого типа началось в 60-е годы и продолжается по настоящее время в связи с быстрым совершенствованием полупроводниковой техники. Особенность БЭМ с вращающимся выпрямителем — объединение в одном агрегате нескольких органически связанных электрических машин. Поэтому при их изучении большое значение приобретают вопросы регулирования выходных показателей.

Аналитическое описание БЭМ с ОВ, как правило, базируется на классической теории синхронных электрических машин, в частности на тех ее элементах, которые были кратко рассмотрены в § 1.2. Специфические особенности расчетных моделей БЭМ с вращающимся выпрямителем, торцовых БЭМ, индукторных машин и машин с осевым возбуждением выявляются в процессе рассмотрения различных типов БЭМ с ОВ.

Бесконтактные машины с ОВ, обладая хорошими регулировочными качествами, широко применяются в разнообразных областях современной электроэнергетики.

§ 3.2. Бесконтактные синхронные машины с вращающимся выпрямителем

В БЭМ с вращающимся выпрямителем (бесщеточных электрических машинах) основным элементом является обычная синхронная машина, у которой на статоре находится обмотка якоря, а на роторе — полюсы из магнитомягкой стали и обмотка возбуждения, питаемая постоянным током. В отличие от обычной синхронной машины, у которой ток подается в ОВ через кольцевой щеточный контакт, в рассматриваемой машине питание ОВ осуществляется от специального возбудителя (В), обеспечивающего бесконтактную передачу энергии от статора к ротору электромагнитным путем. Так как при этом на ротор передается электрическая энергия переменного тока, возбудитель питает ОВ через установленный на роторе вращающийся выпрямитель, что и определяет название машины. Типичная компоновка элементов бесконтактной синхронной машины (БСМ) с вращающимся выпрямителем (ВВ) показана на рис. 3.1.

Типы возбудителей. В качестве возбудителя можно использовать вращающийся трансформатор (ВТ), асинхронный (АВ) и синхронный (СВ) возбудители.

Вращающийся трансформатор (рис. 3.2, а) содержит на статоре первичную цепь с обмоткой $O1$ и сердечником $C1$, а на роторе — вторичную цепь с обмоткой $O2$ и сердечником $C2$. Сердечники $C1$ и $C2$ разделены минимально возможным конструктивным зазором δ . При питании обмотки $O1$ переменным током образуется переменный магнитный поток, замыкающийся через сердечники $C1$, $C2$ и зазор δ . Этот поток наводит ЭДС в обмотке $O2$, подключаемой к основной обмотке возбуждения ОВ через ВВ (см. рис. 3.1). Все процессы во вращающемся трансформаторе протекают так же, как и в обычном трансформаторе. Разница заключается лишь в ослабленной индуктивной связи между первичной и вторичной обмотками из-за дополнительного зазора в магнитопроводе. Конструкции ВТ отличаются большим многообразием (одно- и многофазные, цилиндрические и торцо-

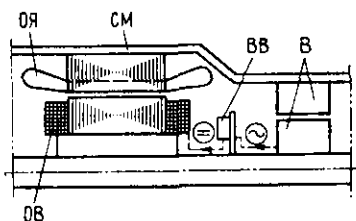


Рис. 3.1. Компоновка основных элементов БСМ с вращающимся выпрямителем

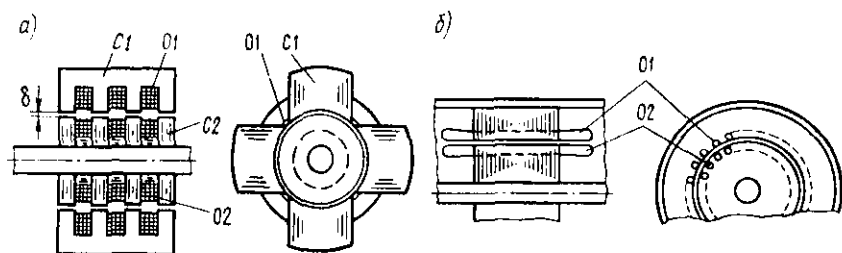


Рис. 3.2. Схемы вращающегося трансформатора (а) и асинхронного возбудителя (б)

вые и т. п.). Снижение габаритов ВТ может осуществляться путем повышения его рабочей частоты, в частности при его питании токами высших гармоник, выделяемыми из якорной цепи.

Достоинство ВТ — независимость процесса трансформации энергии от частоты вращения ротора БЭМ, поэтому он может использоваться в мощных синхронных бесконтактных двигателях с переменной скоростью, питаемых от преобразователей частоты, а также в системах с тихоходными БЭМ. Однако схема с ВТ имеет ряд существенных недостатков, главный из которых — необходимость проектирования первичной цепи ВТ на полную мощность

цепи возбуждения БЭМ, поскольку трансформатор обеспечивает лишь электромагнитную передачу энергии от статора к ротору.

Асинхронный возбудитель (рис. 3.2, б) представляет собой обычную асинхронную машину с первичной и вторичной распределенными многофазными (обычно трехфазными) обмотками $O1$ и $O2$, уложенными в пазах цилиндрических шихтованных магнитопроводов. Обмотка $O1$ питается переменным током и создает магнитный поток, вращающийся встречно по отношению к ротору, так что AB работает со скольжениями $s > 1$. Зажимы об-

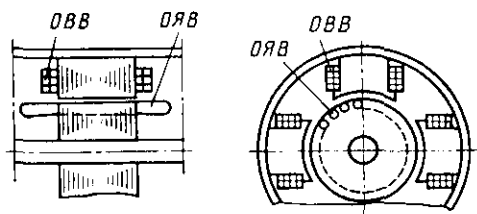


Рис. 3.3. Схема синхронного возбудителя

только обеспечивает трансформаторную передачу электрической энергии от статора к ротору, но и преобразует механическую энергию в электрическую, т. е. служит усилителем электрической мощности. Поэтому первичная цепь AB рассчитывается на мощность, меньшую мощности возбуждения БЭМ, что является достоинством AB .

Активная мощность обмотки $O1$ при заданной мощности $O2$ обратно пропорциональна s , поэтому рационально увеличение s до 2...2,5. Однако при заданной скорости ротора и, следовательно, частоте основной сети увеличение s может обеспечиваться увеличением числа полюсов обмотки $O1$, что приводит к росту намагничивающей мощности AB и его габаритов. Поэтому полная мощность обмотки $O1$ незначительно меньше мощности обмотки $O2$ (мощности возбуждения БЭМ). Достоинства AB — его конструктивная простота и относительно малая электромагнитная постоянная времени, что улучшает быстродействие регулирования БЭМ.

В настоящее время наиболее распространены БСМ с синхронным возбудителем. Синхронный возбудитель (СВ) представляет собой обычный синхронный генератор с полюсами на статоре (рис. 3.3). Полюсы (рис. 3.3) охвачены обмоткой возбуждения возбудителя OBB , питаемой постоянным током, а многофазная обмотка якоря возбудителя OAB со своим сердечником находится на роторе и подсоединяется к OB через вращающийся выпрямитель. Очевидно, что СВ, как и обычный синхронный генератор, является усилителем электрической мощности, так как мощность статорной обмотки OBB составляет лишь незначительную часть (4...8%) мощности роторной обмотки OAB и соответ-

мотки $O2$ соединены с входом BB . В обмотке $O2$ наводится ЭДС, пропорциональная скольжению s , которая и используется для питания OB через BB . Поскольку на $O2$ действует тормозящая электромагнитная сила, компенсируемая моментом на валу БЭМ, асинхронный возбудитель не

венно мощности основной ОВ. Разница между мощностями ОЯВ и ОВВ определяется механической мощностью, затрачиваемой на вращение ОЯВ. Таким образом, БСМ с синхронным возбудителем имеют наименьшие мощности управляющих и регулирующих цепей, что выгодно отличает их от БСМ с ВТ и АВ. Недостаток СВ — повышенные по сравнению с ВТ и АВ электромагнитные постоянные времени и инерционность регулирования.

Синхронные возбудители, как правило, не имеют демпферных обмоток на полюсах в отличие от обычных синхронных генераторов, поскольку демпферные обмотки снижают быстродействие регулирования машины.

Во всех схемах БСМ с ВВ целесообразно иметь в возбудителе (ВТ, АВ, СВ) ненасыщенные стальные сердечники, чтобы зависимость тока возбуждения БСМ от тока первичной цепи возбудителя (тока управления) была близка к линейной. При сравнении БСМ с АВ и СВ следует иметь в виду, что по массогабаритным показателям БСМ с СВ рациональны при высоких частотах вращения ротора ($n > 1000$ об/мин), для тихоходных БСМ предпочтительнее использование АВ. Это связано с тем, что размеры СВ при заданной мощности определяются скоростью ротора (падают с ростом n), а размеры АВ в значительной мере зависят от скольжения (падают с ростом s), которое может быть сделано большим даже при малых скоростях ротора за счет увеличения числа полюсов обмотки ОI. Во всех случаях схемы с АВ превосходят схемы с СВ по быстродействию регулирования, но имеют относительно большие мощности управления.

В автономных энергоустановках (в авиации, на транспорте и т. п.), характеризующихся высокими частотами вращения электро-механических преобразователей, в большинстве случаев применяются БСМ с СВ. Мощные современные турбогенераторы (300 МВт и более) также часто выполняют бесконтактными с использованием СВ и ВВ. Схема возбуждения с СВ и ВВ принята и в ряде разрабатываемых перспективных мощных сверхпроводниковых генераторов.

Устройство и принцип работы БЭМ с ВВ. Для синхронных генераторов с СВ и ВВ существенное значение приобретает проблема самовозбуждения. Принципиально самовозбуждение может осуществляться за счет остаточного намагничивания стальных сердечников. Однако во многих случаях надежность такого вида возбуждения оказывается низкой, а инерционность выхода на режим — недопустимо большой. Поэтому в бесконтактных генераторах с СВ вводится дополнительный элемент — подвозбудитель (П), обеспечивающий быстрое и надежное возбуждение СВ. Подвозбудитель представляет собой синхронный генератор с постоянными магнитами на роторе, подобный по конструкции машинам рассмотренным в § 2.8. Общий компоновочный эскиз генератора с СВ и П приведен на рис. 3.4. На статоре машины находится

основная обмотка якоря *ОЯ*, обмотка возбуждения возбудителя *ОВВ* и обмотка якоря подвозбудителя *ОЯП*. На роторе располагаются основная обмотка возбуждения *ОВ*, обмотка якоря возбудителя *ОЯВ*, вращающийся выпрямитель *ВВ* и индуктор подвозбудителя *ИП* с постоянными магнитами.

В наконечниках основных полюсов обычно размещается короткозамкнутая стержневая обмотка *КО*. Она демпфирует колебания магнитного потока и повышает устойчивость синхронной машины.

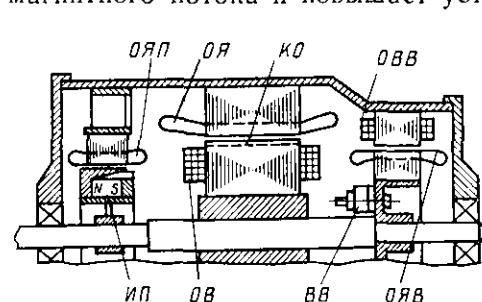


Рис. 3.4. Эскиз бесщеточного генератора с синхронным возбудителем и подвозбудителем

В двигательном режиме *КО* может обеспечивать асинхронный пуск машины. Машина может выполняться как явнополюсной, так и неявнополюсной при повышенных частотах вращения ($n \geq 12\,000$ об/мин).

В генераторном режиме БСМ с *ВВ* работает следующим образом. При вращении ротора наводится ЭДС в *ОЯП* и создается ток, который выпрямляется и питает *ОВВ*. Последнее обес-

печивает наведение ЭДС в *ОЯВ*. Ток *ОЯВ* выпрямляется с помощью *ВВ* и питает *ОВ*, благодаря чему наводится основная ЭДС в *ОЯ*. Система оснащена автоматическим регулятором возбуждения (АРВ). Параметры генератора допускают плавное и глубокое регулирование за счет изменения тока в *ОВВ*. Подвозбудитель — высоконадежное звено, часто применяемое не только для начального возбуждения генератора, но и для питания ответственных цепей управления и защиты энергоустановок с БЭМ. Ток, создаваемый *П*, обычно имеет повышенную частоту (1000...1600 Гц и более).

Вращающийся выпрямитель выполняется на основе кремниевых полупроводниковых вентилях с повышенной механической прочностью (вентилей таблеточного типа со специальными прочностными гибкими мембранами), называемых *роторными вентилями* и рассчитанных на работу при центробежных ускорениях 5000g и более. В ряде случаев их надежность, измеряемую интенсивностью отказов, можно довести до уровня надежности короткозамкнутой беличьей клетки в асинхронных двигателях, что дает основания считать, что, например, бесконтактные синхронные двигатели с *ВВ* по своей надежности не уступают асинхронным двигателям. Вентили *ВВ* соединяются по одной из стандартных выпрямительных схем (см. § 5.2). Наибольшее распространение в *ВВ* получили трехфазная мостовая схема выпрямления (двухполупериодная), обеспечивающая хорошее качество выпрямления тока

и малое отличие мощностей на стороне переменного и постоянного токов, а также однополупериодные схемы выпрямления с нулевым проводом (трех-, шестифазные и др.), которые, несмотря на ухудшенные энергетические показатели, позволяют понизить токовые нагрузки на вентили, сократить их число и повысить надежность ВВ.

Вентили ВВ закрепляются на несущей скобе (она может выполнять также роль теплоотводящего радиатора) или размещаются внутри полого вала (для высокооборотных конструкций, где велики центробежные силы). Вращение вентиля позволяет способствовать их интенсивному охлаждению. При воздушном охлаждении (продувке) ВВ часто размещают в зоне подшипникового щита, через который в генератор подается холодный воздух.

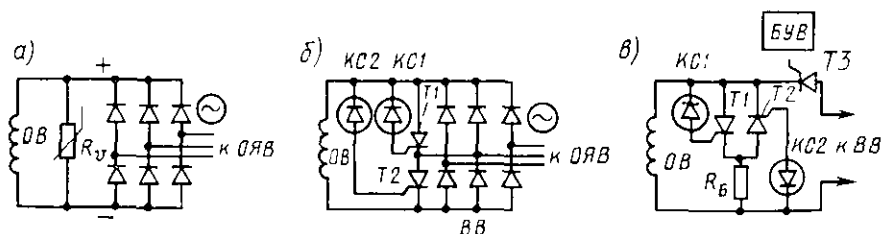


Рис. 3.5. Защита вращающегося выпрямителя с помощью варистора (а), тиристоров и стабилитронов (б, в)

В большинстве случаев ВВ выполняются неуправляемыми на базе кремниевых диодов. Для улучшения динамических показателей некоторых типов БСГ могут использоваться управляемые ВВ на тиристорах, бесконтактное управление которыми осуществляется с помощью вспомогательных вращающихся трансформаторов. В перспективе для управляемых ВВ возможно применение фототириستоров.

Особенность работы вращающихся выпрямителей в БСМ заключается в необходимости их защиты от перенапряжений, возникающих в основной обмотке возбуждения при несинхронных режимах работы (например, при выпадении из синхронизма синхронного генератора или асинхронном пуске синхронного двигателя). В таких режимах ОБ не является неподвижной по отношению к потоку якоря (как при нормальной работе) и в ней наводятся большие асинхронные ЭДС $E_{ас}$, способные вывести из строя выпрямитель. Защита ВВ может обеспечиваться с помощью варисторов, тиристоров, стабилитронов.

Схема с варистором наиболее проста. Варистор (нелинейное полупроводниковое сопротивление) R_v включается параллельно с ОБ (рис. 3.5, а) и шунтирует полуволны $E_{ас}$, создающие наиболее опасные обратные напряжения на ВВ (полуволны $E_{ас}$,

соответствующие прямому напряжению на выпрямителе, опасности для него не представляют и создают лишь асинхронные токи к.з. в $ОВ$, замыкающиеся через $ВВ$). При нормальной работе варистор находится под номинальным напряжением $ОВ$; R_v велико и не оказывает существенного влияния на распределение токов. При перенапряжениях R_v существенно уменьшается (в 10...20 раз) и шунтирует $ОВ$, сохраняя обратное напряжение на $ВВ$ в допустимых пределах. Основной недостаток схемы с варистором заключается в том, что асинхронная ЭДС имеет разные сопротивления для полуволн разных знаков: при прямом напряжении на $ВВ$ сопротивление практически равно нулю, а при обратном напряжении на $ВВ$ имеем $R_v > 0$. Поэтому ток в $ОВ$ становится несимметричным и приобретает постоянную составляющую, создающую тормозные моменты на роторе.

Защитные схемы на тиристорах более рациональны. Одна из них в упрощенном виде приведена на рис. 3.5, б. В схеме имеются тиристоры $T1$ и $T2$, включенные параллельно $ВВ$, но с обратной относительно $ВВ$ полярностью. Управление тиристорами осуществляется с помощью кремниевых стабилитронов $КС1$ и $КС2$. Когда асинхронная ЭДС создает на $ВВ$ большие обратные напряжения, стабилитроны обеспечивают появление токов управления и включения тириستоров, последние полностью шунтируют $ВВ$. Два тиристора необходимы для того, чтобы шунтирующая ветвь не оставалась включенной под действием рабочего напряжения $ВВ$.

Возможно использование встречно включенных тиристоров $T1$ и $T2$ со стабилитронами $КС1$ и $КС2$ и балластным сопротивлением R_B , включаемым при любой полярности асинхронной ЭДС в случае превышения ею порогового напряжения стабилитронов (рис. 3.5, в). Дополнительный тиристор $T3$ при этом отключает $ВВ$ от $ОВ$ по сигналу от блока управления возбуждения $БУВ$, реагирующего на частоту E_{ac} . Важно, чтобы все схемы защиты $ВВ$ обеспечивали симметричную проводимость цепи $ОВ$ для предотвращения появления постоянной составляющей асинхронного тока в $ОВ$.

Регулирование БЭМ с ВВ. Следует подчеркнуть, что рассматриваемая БСМ с ВВ является органическим объединением трех взаимодействующих каскадов преобразования механической энергии в электрическую, т. е. системой трех взаимосвязанных БЭМ. Взаимодействие между ними осуществляется не только путем взаимной передачи энергии, но и по цепям регулирования.

Рассмотрим взаимодействие между элементами бесщеточного генератора на примере системы с автоматическим регулятором возбуждения (АРВ), выполненным на базе магнитного усилителя с самоподмагничиванием (МУС). Последний (рис. 3.6) содержит обмотки переменного тока $\omega_{\sim}$ и обмотки постоянного тока — управления ω_u и компаундирования ω_k . В общем случае МУС также

содержит стабилизирующую обмотку и обмотку для выравнивания реактивных мощностей при параллельной работе генераторов. Обмотки $\omega_{\sim}$ включены в диагонали выпрямительного моста $В1$, питаемого переменным током от обмотки $ОЯП$ (в данном случае однофазной) и питающего постоянным током $ОВВ$.

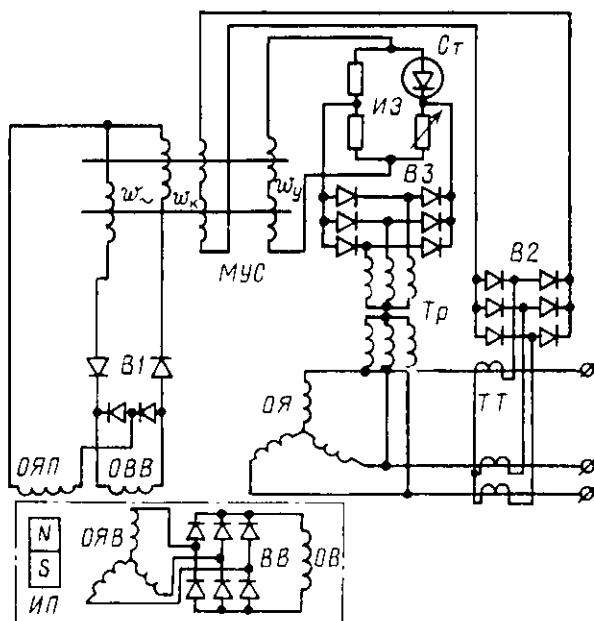


Рис. 3.6. Схема АРВ с магнитным усилителем

Обмотка w_y подключена к измерительному элементу $ИЭ$, представляющему собой нелинейный мост с тремя активными сопротивлениями (одно из них регулируемое) и стабилитроном $Ст$, питаемый от выпрямителя $ВЗ$, который, в свою очередь, через трансформатор $Тр$ подключен к $ОЯ$. Такая схема $ИЭ$ обеспечивает линейную зависимость выпрямленного напряжения на обмотке управления w_y от рабочего напряжения $ОЯ$. Обмотка w_k подключена к выпрямителю $В2$, питаемому от трансформаторов тока $ТТ$, так что напряжение и ток обмотки w_k пропорциональны рабочему току $ОЯ$. Обмотки w_y и w_k имеют встречно направленные МДС.

При обесточенных обмотках ω_y и ω_k токи в $\omega_{\sim}$ насыщают сердечники МУС, что обеспечивает малые индуктивные сопротивления обмоток $\omega_{\sim}$ и большой ток в ОБВ. Токи в обмотках ω_y и ω_k создают суммарную размагничивающую МДС в сердечнике МУС: $F_p = F_y - F_k$. Действие F_p таково, что сердечник становится ненасыщенным, индуктивное сопротивление обмоток $\omega_{\sim}$ возрастает.

тает и ток $I_{\text{вв}}$ в ОБВ падает. Зависимость $I_{\text{вв}}$ от F_p приведена на рис. 3.7. При холостом ходе генератора, когда напряжение на ОЯ максимально, а тока в ОЯ нет, очевидно, величина F_{p0} будет максимальной. При этом ток возбуждения возбудителя $I_{\text{вв}0}$ и соответственно ток в ОБ таковы, что напряжение х.х. генератора близко к номинальному напряжению $U_{\text{ном}}$. Если напряжение на ОЯ падает, уменьшается ток в ω_y и F_p , что приводит к возрастанию $I_{\text{вв}}$

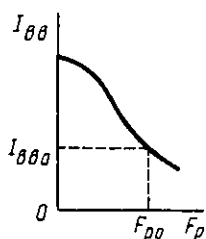


Рис. 3.7. Зависимость тока возбуждения возбудителя от размагничивающей МДС, создаваемой магнитным усилителем

и соответственно основного тока возбуждения и выходного напряжения до значения, близкого к $U_{\text{ном}}$. Канал регулирования по ω_k повышает точность и устойчивость регулирования. Когда ток генератора возрастает (что способствует падению выходного напряжения), возрастает и ток в ω_k , а суммарная размагничивающая МДС $F_p = F_y - F_k$ снижается. Это приводит к увеличению $I_{\text{вв}}$ и способствует стабилизации выходного напряжения. Часто для повышения точности стабилизации напряжения применяют системы с двухкаскадными МУС. С помощью подобных систем можно поддерживать постоянным выходное напряжение генератора с точностью $(0,5...1\%) U_{\text{ном}}$.

Схемы регулирования с МУС обладают высокой надежностью и слабочувствительны к внешним воздействиям (повышению температуры, присутствию агрессивных сред и т. п.). Однако они отличаются громоздкостью и инерционностью из-за большой постоянной времени МУС. Поэтому в настоящее время разрабатываются и внедряются быстродействующие схемы с электронными регуляторами на базе управляемых вентилях. Одна из таких схем в упрощенном виде приведена на рис. 3.8. Питание ОБВ от ОЯП осуществляется через несимметричный управляемый выпрямитель УВ . Вращающийся выпрямитель ВВ также является управляемым и помимо диодов D содержит тиристоры T , управляющие электроды которых через вспомогательные вентили подключены к расположенным на роторе вторичным обмоткам вращающихся трансформаторов ВТ . Регулирование машины осуществляется электронным АРВ , который воспринимает сигналы, пропорциональные напряжению U и току якоря I (через трансформаторы тока ТТ), и вырабатывает управляющие импульсы. Импульсы по определенному закону подаются на УВ и первичные обмотки ВТ на статоре таким образом, чтобы обеспечивалось $U \approx \text{const}$. Использование управляемого ВВ позволяет осуществить практически безынерционное гашение поля возбуждения при аварийных режимах. Подобная схема реализована в мощном отечественном турбогенераторе ТВВ-320-2, а также в автономных энергоустановках. Когда БСМ должна обладать повышенной надежностью, применяется простейший неуправляемый ВВ на диодах, а регулирование осуществляется только с помощью

АРВ и УВ. В некоторых случаях, наоборот, вместо УВ используется неуправляемый выпрямитель, а быстродействующее регулирование обеспечивается через ВТ и управляемый ВВ.

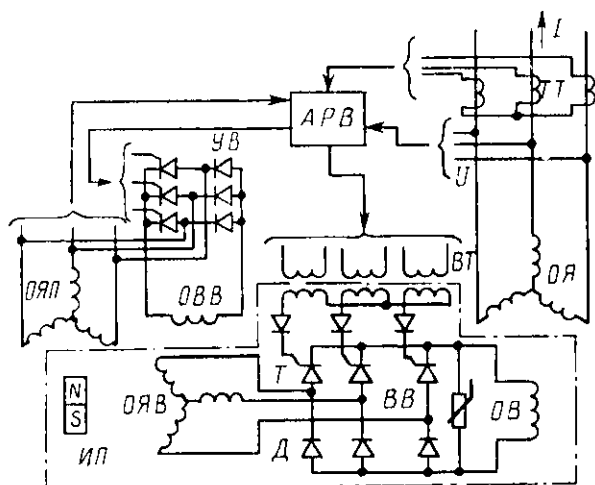


Рис. 3.8. Схема регулятора возбуждения с управляемыми вентилями

Анализ процессов в БСМ с вращающимся выпрямителем проводится на основе математической модели, построенной с помощью системы уравнений, которая обычно включает в себя уравнения Парка — Горева типа (1.16) и (1.18) для каждого каскада преобразования энергии (подвозбудителя, возбудителя, основной машины). Эти уравнения должны учитывать также внутренние связи между каскадами, наличие нелинейных звеньев типа ВВ и насыщающихся магнитопроводов, действие регуляторов и т. п.

Запишем в качестве примера уравнения электромагнитных процессов в координатах d и q для бесщеточного генератора, состоящего из двух каскадов: возбудителя с $2p_v$ полюсами на статоре и основного генератора с $2p$ полюсами на роторе, снабженном демпферными обмотками. Для роторных и статорных обмоток основного генератора в осях d и q , связанных с ротором, согласно (1.16), (1.18) имеем:

$$u_{nd} = R_{nd} i_{nd} + d\Psi_{nd}/dt; \quad (3.1)$$

$$0 = R_{nd} i_{nd} + d\Psi_{nd}/dt; \quad (3.2)$$

$$0 = R_{nq} i_{nq} + d\Psi_{nq}/dt; \quad (3.3)$$

$$-u_d = R_d i_d + d\Psi_d'/dt - p\omega_p \Psi_q; \quad (3.4)$$

$$-u_q = R_q i_q + d\Psi_q'/dt + p\omega_p \Psi_d. \quad (3.5)$$

Минусы перед u_d и u_q определяются генераторным режимом работы, когда напряжения не подводятся к обмоткам, как предполагалось при записи (1.18), а снимаются с обмоток, обеспечивая питание током внешних нагрузок. Амплитуда выходного напряжения $U = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}$.

Для возбудителя оси d и q связаны со статором, на котором расположен индуктор, поэтому с учетом замечаний в § 1.2 имеем:

$$u'_{nd} = R'_{nd} i'_{nd} + d\Psi'_{nd}/dt; \quad (3.6)$$

$$-u'_d = R'_d i'_d + d\Psi'_d/dt + p_{B\omega_p} \Psi'_q; \quad (3.7)$$

$$-u'_q = R'_q i'_q + d\Psi'_q/dt - p_{B\omega_p} \Psi'_d, \quad (3.8)$$

где штрих относится к параметрам для осей d и q возбудителя. Значение u'_{nd} задается с помощью АРВ.

Входящие в записанные уравнения величины потокосцеплений определяются формулами типа (1.19) и выражаются через постоянные коэффициенты (индуктивности и взаимные индуктивности обмоток) и неизвестные токи (i_{nd} , i_{ld} , i_{dq} , i_d и т. д.). Если необходимо учитывать насыщение магнитопроводов, то вместо (1.19) можно пользоваться аппроксимациями зависимостей потокосцеплений от токов в виде, например, экспоненциальных функций или полиномов.

Уравнения (3.1)...(3.8) должны быть дополнены связями между выходными токами и напряжениями, определяемыми заданной нагрузкой с параметрами R_n и L_n . Например, для фазы А можно записать $u_A = i_A R_n + L_n di_A/dt$. Если в это уравнение согласно (1.15) подставить $u_A = u_d \cos \gamma - u_q \sin \gamma$; $i_A = i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma$, то после разделения независимых членов для осей d и q с учетом $\omega = d\gamma/dt$ получим

$$\begin{aligned} u_d &= i_d R_n + L_n di_d/dt - \omega L_n i_q; \\ u_q &= i_q R_n + L_n di_q/dt + \omega L_n i_d. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Кроме того, необходимо учесть связь ОЯВ и ОВ через ВВ. Для этого можно заменить реальную нагрузку для ОЯВ в виде ВВ и ОВ некоторым эквивалентным активным сопротивлением R_3 . Такая замена возможна при неуправляемом ВВ, поскольку для ОЯВ $\cos \varphi \approx 1$. Тогда

$$\begin{aligned} u_{nd} &= k_u \sqrt{(u'_d)^2 + (u'_q)^2}; \quad i_{nd} = k_i \sqrt{(i'_d)^2 + (i'_q)^2}; \\ u'_d &= i'_d R_3; \quad u'_q = i'_q R_3; \quad R_3 = R_{nd} k_u / k_i, \end{aligned} \quad (3.10)$$

где коэффициенты преобразования напряжения k_u и тока k_i зависят от структуры ВВ и параметров ОВ.

При наличии подвозбудителя и регуляторных каналов система уравнений бесщеточного генератора существенно усложняется. Ее полное решение, как правило, требует использования развитой вычислительной техники. После нахождения токов и напряжений генератора в осях d и q осуществляется переход к параметрам реальной, например трехфазной, машины с помощью формул (1.15).

Таблица 3.1

Тип БЭМ	Мощность, кВ·А/кВт	Напряжение, В	Частота вращения, об/мин	КПД, %	Удельная масса, кг/кВт
Двигатели					
СТД-4000-2УХЛ4	4580/4000	6000 (10 000)	3000	97,5	2,9
СТД-2000-2УХЛ4	2300/2000	6000(10 000)	3000	96,9	3,5
СТД-800-2УХЛ4	935/800	6000(10 000)	3000	96	5,6
СТД-630-2УХЛ4	735/630	6000(10 000)	3000	95,8	5,7
Генераторы					
БСПГ-17-61-8	2500/2000	6300	750	95,7	5,5
СГ-15-66-4У2	1428/1000	6300	1500	94,3	3,9
СБГД-12-42-4У3	1125/900	400	1500	94,7	3,6
СБГД-12-35-4У3	962/770	400	1500	94,5	3,9
СБГ-500-1500 ОМ4	625/500	400	1500	95	5,2
М2-85/32-4У2	625/500	400	1500	94,3	5,5
2СН-85/40-8 ОМ4	394/315	400	750	92	10
ОСБ-280-91-Т2	75/60	230(400)	1800	90,5	9,7
ОСБ-225-72-Т2	37,5/30	230(400)	1500	89,2	11,6
ОСБ-180-52-Т2	10/8	230(400)	1500	82,5	18,4

Применение БЭМ с ВВ. В настоящее время БСМ с ВВ широко внедряются в практику. В нашей стране серийно выпускаются бесщеточные синхронные двигатели серий СТД и БСДК-15-21-12 для компрессорных установок, а также серии БСДКМ-2 мощностью от 320 до 800 кВт для взрывоопасных условий. Разработана серия ГСМ бесконтактных генераторов маховичного типа (с наружным индуктором) мощностью от 60 до 500 кВт на частоту 50 и 400 Гц, а также серия генераторов с дизельным приводом мощностью от 770 до 10 500 кВт·А на частоту вращения 500 об/мин.

В табл. 3.1 приведены основные данные отечественных разработок по бесконтактным синхронным машинам для автономных энергоустановок.

Удельная масса m^* , как правило, увеличивается с уменьшением мощности машин и значения n . Коэффициент полезного действия тем выше, чем больше мощность машины.

В генераторах типа ОСБ бесконтактное возбуждение осуществляется от вращающегося трансформатора, в остальных машинах — от синхронного возбудителя.

Двигатели серии STD предназначены для турбоустановок, генератор 2СН-85/40 — для судового применения.

Таблица 3.2

Тип БСГ	Мощность, кВт	Напряжение, В	Частота, Гц	Частота вращения, об/мин	cos φ	КПД	Удельная масса, кг/кВт
СТ-160/400	160	400	400	4000	0,70	0,923	4,25
ГСА 800	800	400	400	6000	0,88	0,944	2,56

В ведущих зарубежных странах налажен широкий серийный выпуск БСГ с ВВ (в промышленном и морском исполнении) мощностью от 500 до 3500 кВт·А при $n=750...1500$ об/мин, обладающих КПД $\eta=93...96\%$ и удельной массой $m^* \approx 2,3...5,4$ кг/(кВт·А). Генераторы снабжены тиристорными регуляторами напряжения, обеспечивающими точность поддержания напряжения 1%.

Таблица 3.3

Тип	Мощность, кВт·А	Напряжение, В	Частота вращения, тыс. об/мин	Частота, Гц	Удельная масса, кг/(кВт·А)
ГТ30ПЧ8	30	$208 \pm 3\%$	7 ... 9,2	350 ... 460	1,26
ГТ40ПЧ8	40	$208 \pm 2\%$	$8 \pm 2\%$	$400 \pm 2\%$	1,17
ГТ60ПЧ8АТВ	60	$208 \pm 2\%$	$8 \pm 2\%$	$400 \pm 2\%$	0,91
ГТ120ПЧ6	120	$208 \pm 2\%$	$6 \pm 2\%$	$400 \pm 2\%$	0,72

С помощью БСГ с ВВ, приводимых во вращение от двигателей внутреннего сгорания, может вырабатываться электроэнергия, необходимая для питания приводных двигателей колес тепловозов, мощных грузовых автомобилей, автосамосвалов и т. п. Типичные параметры некоторых тяговых БСГ приведены в табл. 3.2.

Наиболее компактные и высокоиспользованные БСГ с ВВ разработаны и внедрены в самолетные энергосистемы. Параметры некоторых серийных самолетных БСГ с ВВ содержатся в табл. 3.3.

Генераторы имеют интенсивное воздушное охлаждение (продув), осуществляемое от встречного потока воздуха с помощью специальных воздухозаборников. Высотность их использования не должна превышать 16...18 км из-за снижения плотности воздуха.

При средних мощностях (30...200 кВт·А) наилучшими массогабаритными характеристиками и повышенной высотностью обладают авиационные БСГ с жидкостным охлаждением распылительного типа, когда жидкий хладагент в виде струй подается непосредственно на наиболее горячие элементы машины. В качестве

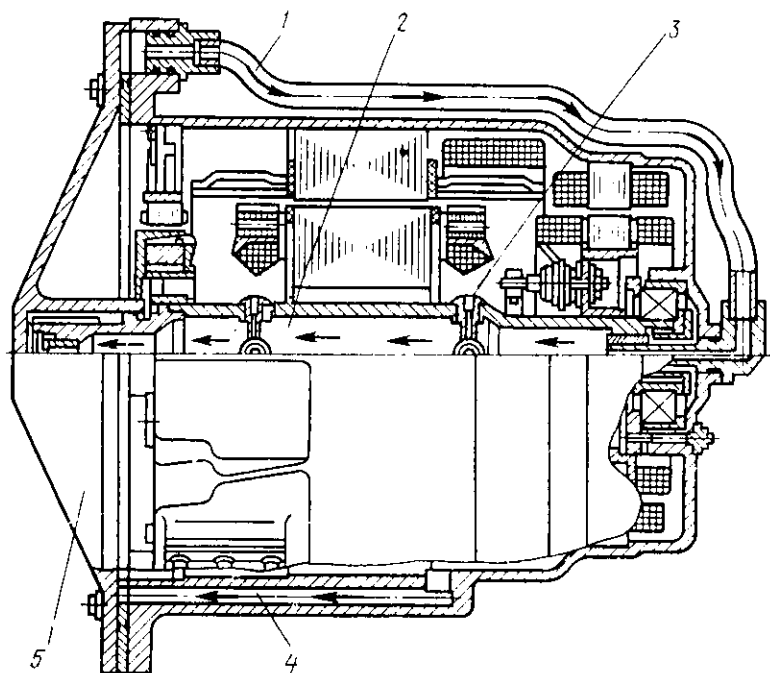


Рис. 3.9. Авиационный бесщеточный генератор с распылительным масляным охлаждением

хладагента может применяться жидкость, имеющаяся на борту самолета — масло или топливо маршевых двигателей. Такое высокоэффективное охлаждение, как правило, можно реализовать только в бесконтактных машинах, поскольку хладагент присутствует в пространстве между статором и ротором, что затрудняет размещение там щеточных контактов. Материалы, из которых изготавливаются элементы генератора со струйным охлаждением, должны быть химически стойкими по отношению к хладагенту. В качестве примера на рис. 3.9 приведен (с упрощениями) общий вид самолетного генератора с распылительным (струйным) масляным охлаждением. Компоновка его основных узлов соответствует рис. 3.4. Холодное масло через уплотнение подается из трубопровода 1 в полый вал 2 и оттуда с помощью жиклеров 3 разбрызгивается в виде струй на вращающийся выпрямитель, обмот-

ку возбуждения, лобовые части обмотки якоря, обмотку якоря подвозбудителя, обмотки возбуждения и якоря возбудителя, магнитопроводы и другие нагревающиеся элементы, а затем стекает с них, собирается в нижней полости генератора и поступает в сливную магистраль 4. Оттуда нагретое масло подается насосом в теплообменник, где охлаждается топливом маршевых двигателей, а затем опять возвращается в генератор. Температура масла на входе в генератор примерно 140...150°C, на выходе 160...170°C. Удельный расход масла составляет примерно 2,2 л/мин на 1 кВт потерь. Генератор имеет лишь один подшипник на правом конце полого вала, другой конец вала сопрягается непосредственно с гидроприводом генератора, обеспечивающим постоянство частоты вращения (для изображенного генератора $n = 12\,000$ об/мин). Масло для гидропривода и системы охлаждения генератора одно и то же. Такое органическое объединение гидропривода и генератора, называемое *интегральным приводом-генератором*, позволяет создать бесконтактные синхронные генераторы с минимальными удельными массами [$m^* \approx 0,3$ кг/(кВ·А)], в несколько раз меньшими, чем у аналогичных генераторов с воздушным охлаждением (см. табл. 3.1). В нерабочем состоянии (при перевозке) вал фиксируется с помощью вспомогательной крышки 5.

Хорошие массогабаритные показатели БСМ с ВВ могут быть обеспечены при испарительном охлаждении, когда на теплонапряженные элементы подается хладагент с высокой теплотой парообразования (вода, спиртоводяная смесь и др.).

Бесконтактные синхронные генераторы с ВВ могут применяться в автономных бортовых энергоустановках большой мощности. Так, в США разработан БСГ с ВВ мощностью 2,5 МВ·А, выходным напряжением 5 кВ и частотой вращения $n = 13\,000$ об/мин, имеющий при интенсивном воздушном охлаждении (продуве) удельную массу $m^* \approx 0,244$ кг/(кВ·А)*. Генератор предназначен для автономной вертолетной энергоустановки.

Перспективы совершенствования мощных бортовых БСГ с ВВ связаны с использованием сверхпроводниковой обмотки возбуждения, помещенной в криостате на роторе. Имеются сообщения о разработке в США подобного сверхпроводникового генератора мощностью 20 МВ·А с удельной массой $m^* \approx 0,045$ кг/(кВ·А) при частотах вращения $n = 5500...6300$ об/мин**.

В целом БСМ с вращающимся выпрямителем являются одним из наиболее рациональных типов БЭМ, так как обладают хорошими массогабаритными показателями, минимальными мощностями

* Hammond E. E., Neff W. S. Shilling W. J. A 2,5 MVA High Voltage Lightweight Generator // Aircraft, V. 16. 1979. № 1.

** Gamble B. B., Keim T. A. High Power Density Superconducting Generator. Proc of the 15-th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Seattle, Washington, 1980.

ми управления, обеспечивают регулирование выходного напряжения в широких пределах и высокий уровень его стабилизации.

Общие недостатки БСМ с ВВ связаны со сложной электрической схемой и наличием на роторе обмоток, полупроводниковых вентилях, защитных элементов, фильтров и т. п., что снижает надежность работы БСМ, ограничивает предельные скорости ротора и допустимые температуры. Последние определяются возможностями кремниевых вентилях и не превышают 170...200 °С. Применение в перспективе для ВВ диодов на основе карбида кремния позволит повысить этот предел до 400 °С и выше.

§ 3.3. Бесконтактные синхронные машины с когтеобразными полюсами

В машинах этого типа обмотки якоря и возбуждения находятся на статоре, а ротор имеет когтеобразные выступы (полюсы) из магнитомягкой стали, которые за счет МДС возбуждения приобретают чередующуюся магнитную полярность и создают в рабочем воздушном зазоре знакопеременное магнитное поле. Роторы таких БСМ могут выполняться в виде чисто механических конструкций, не содержащих постоянных магнитов, вращающихся выпрямителей, многовитковых обмоток и шихтованных сердечников. Подобные конструкции обладают высокой надежностью, слабой чувствительностью к внешним воздействиям (повышенным температурам, динамическим нагрузкам, присутствию агрессивных сред и т. д.), предельными частотами вращения, что в совокупности позволяет создавать высоконадежные компактные генераторы и двигатели, способные работать в сложных окружающих условиях. Общие недостатки БСМ с когтеобразными полюсами связаны с повышенными магнитными потоками рассеяния.

Существует большое разнообразие конструктивных исполнений БСМ с когтеобразными полюсами.

БСМ с внешнезамкнутым потоком. На статоре машины (рис. 3.10) размещаются две кольцевые обмотки возбуждения 1 и 4, питаемые постоянным током, и обмотка якоря 3, расположенная в пазах шихтованного стального цилиндрического сердечника 2. Наружный корпус и боковые щиты с консолями 5 и 10 выполнены из магнитомягкой стали. На роторе располагаются втулки 6 и 9 с когтеобразными взаимно чередующимися выступами 7 и 8, которые примыкают к сердечнику якоря 2 через рабочий зазор δ , много меньший, чем тангенциальный зазор между соседними выступами 7 и 8.

Для упрощения чертежа наружные грани выступов 8 и 7, примыкающие к обмотке якоря 3, на продольном разрезе условно совмещены (на диаметре D), хотя при строгом изображении они будут сдвинуты из-за азимутального смещения. Этот прием используется и в дальнейшем. Каждая из втулок 6 и 9 со стороны,

противоположной выступам, имеет цилиндрическую расточку, отделенную от консолей 5 и 10 дополнительными конструктивными зазорами δ_1 и δ_2 . Для придания ротору необходимой механической прочности пространство между втулками (выступами) залито прочным немагнитным материалом (немагнитной сталью, алюминием, силумином, пластмассой и т. п.). Возможна также сварная конструкция ротора. Вал машины выполняется из немагнитной стали. Магнитный поток возбуждения Φ_n , создаваемый согласно включенными обмотками возбуждения 1 и 4, замыкается по пути с наибольшей магнитной проводимостью (с наименьшим воздуш-

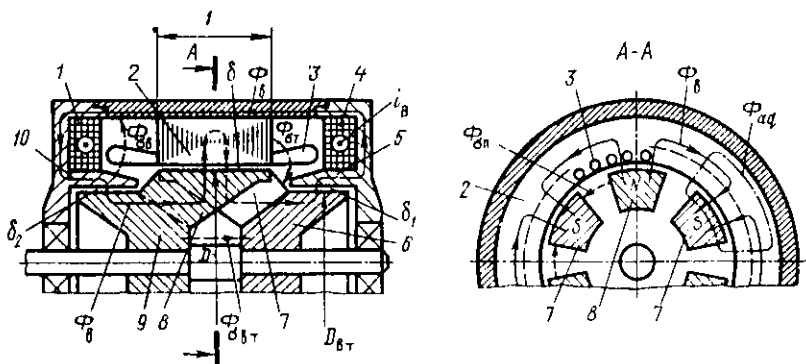


Рис. 3.10. Бесконтактная синхронная машина с внешнезамкнутым потоком

ным зазором) следующим образом: наружный корпус — консоль 10 — дополнительный зазор δ_2 — левая втулка 9 — выступы 8 — рабочий зазор δ — статор — рабочий зазор δ под соседними выступами — выступы 7 — правая втулка 6 — дополнительный зазор δ_1 — консоль 5 — корпус. Выступы 8 и 7 приобретают противоположную магнитную полярность (на рис. 3.10 Φ_n выходит из выступов 8 и входит в выступы 7).

При работе машины в двигательном режиме вращающееся магнитное поле якоря увлекает ротор и заставляет его вращаться с синхронной скоростью. Для асинхронного пуска двигателя на роторе может размещаться специальная пусковая короткозамкнутая обмотка, аналогичная клетке асинхронного двигателя (см. § 7.2). При небольших пусковых моментах возможен асинхронный пуск двигателя без пусковой обмотки за счет вихревых токов, наводимых в массивных выступях ротора и немагнитной заливке между ними. Пусковые характеристики в этом случае могут быть заметно улучшены с помощью торцовых короткозамыкающих колец на роторе, которые, во-первых, облегчают условия замыкания пусковых токов и тем самым увеличивают пусковой момент и, во-вторых, повышают механическую прочность ротора.

При работе машины генератором вращение ротора от внешнего привода обеспечивает наведение рабочей ЭДС в ОЯ. Ток в ОЯ создает магнитный поток реакции якоря Φ_a . Продольная составляющая потока якоря Φ_{ad} замыкается по тому же пути, что и Φ_b , а поперечная составляющая Φ_{aq} — через выступы 7 и 8 в азимутальном направлении, как показано штрихпунктиром на рис. 3.10. Длина магнитной линии Φ_{ad} существенно больше, чем для Φ_{aq} ; кроме того, на пути Φ_{ad} имеются дополнительные зазоры δ_1 и δ_2 . Поэтому в отличие от обычных явнополюсных синхронных машин, у которых $X_d > X_q$, в данной машине $X_d \approx X_q$.

Магнитные линии, замыкающиеся вокруг проводников ОЯ и не сцепленные с ротором, как обычно, образуют поток рассеяния якоря Φ_{oa} и учитываются индуктивным сопротивлением якоря X_{oa} .

Помимо рассмотренных потоков в машине существуют потоки рассеяния цепи возбуждения Φ_o , которые заметно превышают потоки рассеяния в обычных синхронных машинах из-за сложной геометрии магнитной цепи. Если коэффициент рассеяния в обычных машинах $k_o \approx 1,15 \dots 1,3$, то в рассматриваемой БСМ $k_o \geq 1,5$. Основную составляющую Φ_o является поток полюсного рассеяния $\Phi_{оп}$, который, минуя якорь, замыкается непосредственно между соседними когтеобразными выступами с разной полярностью (рис. 3.10). Поток рассеяния $\Phi_{ов}$ замыкается вокруг ОВ, поток рассеяния $\Phi_{овт}$ — между втулками 6 и 9, поток рассеяния $\Phi_{от}$ — между торцами пакета 2 и выступающими за пределы активной зоны (1) участками полюсов 7 и 8.

Рассмотренная БСМ с внешнезамкнутым потоком относится к классу машин с радиально-осевым потоком, в которых линии основного потока являются трехмерными и имеют составляющие не только в поперечной плоскости (как в обычных машинах), но и вдоль оси. Эта особенность накладывает жесткие ограничения на геометрический фактор машины λ , равный отношению длины активной зоны l к ее диаметру D , т. е. $\lambda = l/D$. В машинах с радиально-осевым потоком величины l и D должны быть жестко взаимосвязаны, так как один и тот же рабочий поток замыкается, во-первых, вдоль оси через сечение, определяемое величиной D , и, во-вторых, по радиусу через сечение, зависящее от l . Покажем это на примере рассматриваемой машины с внешнезамкнутым потоком (рис. 3.10). Очевидно, что поток вдоль оси через втулку диаметром $D_{вт}$ при индукции $B_{вт}$ будет

$$\Phi_{вр} \approx (\pi D_{вт}^2 / 4) B_{вт}. \quad (3.11)$$

Суммарный рабочий поток полюсов по радиусу

$$\Phi_{\Sigma} = 0,5 \pi D l \alpha_b B_b, \quad (3.12)$$

где множитель 0,5 учитывает замыкание потока по радиусу в одну сторону только через половину полюсов; D — диаметр активной зоны; α_b — коэффициент полюсного перекрытия; B_b — расчетная индукция в зазоре.

Потоки $\Phi_{вт}$ и $\Phi_{\delta\sigma}$ связаны коэффициентом рассеяния для ротора $k'_o = \Phi_{вт}/\Phi_{\delta\sigma}$. Из записанных соотношений следует

$$\lambda = L_i D = \frac{l}{2k'_o \alpha_\delta} \frac{B_{вт}}{B_\delta} \left(\frac{D_{вт}}{D} \right)^2. \quad (3.13)$$

Если, например, принять $D_{вт}/D \approx 0,8$; $B_{вт}/B_\delta \approx 1,5$; $k'_o = 1,4$; $\alpha_\delta = 0,7$, то $\lambda = 0,49$. В общем случае можно считать $\lambda \leq 0,5 \dots 0,6$, т. е. при заданном диаметре машина должна иметь относительно

небольшую длину. Записанное ограничение относится не только к БСМ с внешнезамкнутым потоком, но и ко всем рассматриваемым в дальнейшем машинам с радиально-осевым потоком (БСМ с внутризамкнутым потоком, торцовым БСМ, разновидности индукторных БЭМ и др.). При невыполнении записанного неравенства индукция в стали для осевых участков магнитопровода недопустимо возрастает, сталь насыщается, резко увеличиваются

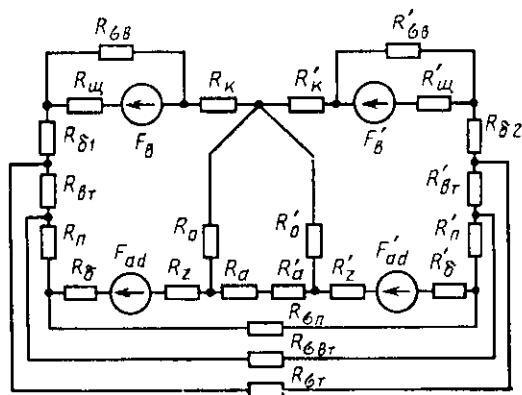


Рис. 3.11. Схема замещения магнитной цепи машины с внешнезамкнутым потоком

ся потоки рассеяния и режим работы машины становится нерациональным.

Особенностью всех БСГ с когтеобразными полюсами является сложность расчета магнитной цепи из-за объемного характера распределения магнитного поля и значительной роли потоков рассеяния. Обычно в начале расчета составляется схема замещения магнитной цепи, в которую включаются МДС в виде активных элементов и магнитные сопротивления различных участков с соответствующими магнитными потоками. Принципы построения и расчета схемы замещения магнитной цепи такие же, как и для подобной электрической цепи. На рис. 3.11 в качестве примера приведена упрощенная схема замещения магнитной цепи двухполюсной БСМ с внешнезамкнутым потоком, причем обозначения без штрихов относятся к левой половине, а обозначения со штрихами — к правой половине машины относительно сечения АА (см. рис. 3.10). На схеме (рис. 3.11) обозначено: F_b — МДС одной ОВ; F_{ad} — МДС якоря на один полюс, приведенная к ОВ; $R_k, R_{ш}, R_{\delta 1}, R_{вт}, R_n, R_\delta, R_z, R_a, R_0$ — соответственно магнитные сопротивления половины наружного корпуса, левого бокового щита, дополнительного зазора δ_1 (см. рис. 3.10), втулки 9, полюсного выступа 8, рабочего зазора, зубцового слоя якоря, спинки якоря (на полюс),

пакета якоря между рабочим зазором и корпусом для полюса одной полярности; $R_{ов}$, $R_{оп}$, $R_{овт}$, $R_{от}$ — соответственно магнитные сопротивления для потоков рассеяния вокруг ОВ ($\Phi_{ов}$), между полюсными выступами 7 и 8 ($\Phi_{оп}$), между втулками 6 и 9 ($\Phi_{овт}$), между торцами пакета якоря 2 и выступающими за пределы активной зоны (1) участками полюсов 7 и 8 ($\Phi_{от}$). В общем случае при p пар полюсов схема замещения содержит p активных параллельных ветвей с МДС $F_{ад}$ и $F'_{ад}$, соответствующих якорной зоне.

Схемы замещения рассчитывают известными методами теории цепей. Главная трудность связана с нахождением магнитных сопротивлений (или проводимостей) участков. Как известно, магнитное сопротивление $R = l/(\mu S)$, где l — средняя длина магнитной линии в пределах участка; μ — магнитная проницаемость; S — среднее сечение участка. Поскольку машины с когтеобразными полюсами должны работать при слабо насыщенных сердечниках с высокими μ , главную роль в схеме замещения играют сопротивления участков, где поток замыкается по воздуху. Если можно заранее предугадать примерную форму линий магнитного поля, магнитные сопротивления участков рассчитывают методом вероятных путей потоков по их геометрическим размерам (см. § 2.7). Пусть, например, $l_{вт}$ — осевая длина цилиндрической расточки втулки 9, $D_{вт}$ — ее диаметр, а зазор δ_1 мал, что позволяет считать линии поля в нем радиально направленными. Тогда для зазора δ_1 магнитное сопротивление $R_{\delta 1} = \delta_1/(\mu_{ол} D_{вт} l_{вт})$. В общем случае для нахождения R предварительно строится топография поля на соответствующем участке. Наиболее эффективно такое построение проводится путем моделирования магнитного поля подобным электрическим полем на электропроводной бумаге (для двумерного поля) или в электролитических ваннах (для трехмерного поля). Для нахождения R используются также численные решения на ЭВМ уравнений магнитостатики, а в отдельных случаях — их аналитические решения. Распределение магнитного поля в пространстве вокруг ненасыщенных сердечников может, в частности, находиться решением уравнения Лапласа для скалярного магнитного потенциала $\nabla^2 \varphi_m = 0$ ($\mathbf{H} = -\text{grad } \varphi_m$) с граничными условиями на поверхности ненасыщенного сердечника $\varphi_m = \text{const}$, $(\partial \varphi_m / \partial \tau) = 0$, где τ — касательное направление к поверхности (последнее условие означает, что магнитные линии нормальны к поверхности сердечника).

Машины с внешнезамкнутым потоком отличаются относительной простотой конструкции ротора и высокой надежностью, не уступающей надежности короткозамкнутых асинхронных машин.

Недостатки машин связаны с наличием тяжелого стального наружного корпуса, являющегося магнитопроводом, значительными потоками рассеяния, большим диаметром и соответственно объемом обмоток возбуждения, что приводит к повышенным потерям на возбуждение. При неадаптации высокооборотных конст-

рукций могут возникать трудности, связанные с деформацией (отгибом) и прочностью осевых когтеобразных выступов из-за больших центробежных сил.

Генераторы с внешнезамкнутым потоком благодаря высокой надежности представляют интерес для транспортных установок. В частности, наряду с другими типами генераторов их используют для электроснабжения железнодорожных вагонов. При мощностях порядка 10 ... 12 кВ·А и частотах вращения 1000 ... 2000 об/мин их удельная масса составляет 15 ... 20 кг/(кВ·А). Так, в Физико-энергетическом институте АН Латвийской ССР был разработан генератор для железнодорожных вагонов ГЭВ-1. Мощность генератора $S=17,5$ кВ·А, КПД $\eta=0,85$, частота вращения $n=900$... 3400 об/мин, удельная масса $m^*=18,2$ кг/(кВ·А). В нашей стране создавались также опытные серии бесконтактных синхронных двигателей СО мощностью 2,2 ... 5,5 кВт и СДБ мощностью 1,5 ... 40 кВт для нефтепромысловых установок. Параметры некоторых двигателей приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Тип БСД	Мощность, кВт	Напряжение, В	Частота вращения, об/мин	КПД, %	Удельная масса, кг/кВт
СДБ-41-4	3	380/220	1500	86,5	26,7
СДБ-71-4	11	380/220	1500	89,0	24,0
СДБ-81-4	20	380/220	1500	91,0	19,8

Хотя бесконтактные синхронные двигатели с внешнезамкнутым потоком уступают по удельной массе, стоимости и КПД асинхронным двигателям, они позволяют улучшить режим энергосетей и повысить экономичность их работы, поскольку синхронные двигатели могут работать с $\cos \varphi=1$ и даже генерировать реактивную мощность в сеть, чем обеспечивается существенное увеличение $\cos \varphi$ сети в целом.

Массогабаритные показатели БСМ с внешнезамкнутым потоком существенно улучшаются с увеличением их частоты вращения. Для придания ротору необходимой механической прочности в высокооборотных конструкциях пространство между полюсными выступами заливается прочной немагнитной сталью или ротор выполняют из сварных биметаллических дисков, содержащих немагнитные и магнитные участки. Последние сопрягаются последовательно между собой вдоль оси и образуют профили, соответствующие когтеобразным выступам. Общий вид генератора с ротором подобного типа показан на рис. 3.12. Биметаллические диски D свариваются между собой по окружности на поверхности ротора. Такая конструкция ротора отличается простотой и высокой

прочностью, благодаря чему допустимые окружные скорости достигают 350 м/с при $n \approx 12\,000 \dots 24\,000$ об/мин. У машин со сварным ротором из биметаллических дисков при $n = 12\,000 \dots 24\,000$ об/мин и мощностях 200 ... 400 кВ·А и более удельная масса снижается до $m^* \approx 2 \dots 3$ кг/(кВ·А).

Возможно применение машин с внешнезамкнутым потоком в тех случаях, когда в полость ротора через подшипниковые узлы могут попадать химически активные пары или газы (например, при использовании для вращения генератора турбинного привода на химически активном рабочем теле и т. п.). Благодаря размещению обмоток якоря и возбуждения примерно на одном уровне они легко экранируются изнутри тонкостенным цилиндрическим экраном от воздействия химически активных веществ. Генераторы с внешнезамкнутым потоком мощностью от единиц до сотен киловатт рассматриваются как возможные источники электроэнергии для космических газотурбинных установок. Привод генератора осуществляется от газовой турбины, работающей на смеси гелия и ксенона. Перед входом в турбину смесь нагревается в теплообменнике первичного контура от жидкометаллического теплоносителя, забирающего теплоту от радиоизотопного элемента или ядерного реактора, а после выхода из турбины проходит через рекуператор и охлаждается в теплообменнике, связанном с холодильником-излучателем. Генератор, турбина и компрессор, обеспечивающий циркуляцию газовой смеси в замкнутом контуре турбины, выполняют в виде единого блока с общим валом, который фиксируется в газовых опорах, исключающих трение механических поверхностей и допускающих частоты вращения $(20 \dots 40) 10^3$ об/мин и более. Установки могут надежно работать в течение нескольких лет. Генераторы для них разрабатываются в США на мощности до 350 ... 1000 кВ·А с частотой вращения 15...24 тыс. об/мин. По расчетам генераторы имеют КПД $\eta = 93 \dots 95\%$ и удельную массу $m^* \approx 0,34 \dots 0,45$ кг/(кВ·А), что всего на 25...30% хуже, чем у бесщеточных генераторов с вращающимися выпрямителями, причем их рабочая температура может составлять 535 °С, что недостижимо для бесщеточных генераторов, содержащих на роторе полупроводниковые вентили.

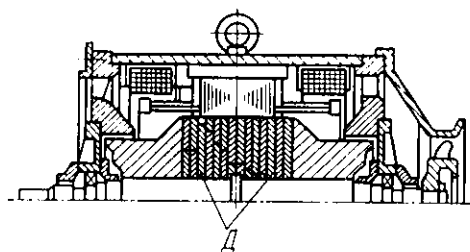


Рис. 3.12. Эскиз генератора с внешнезамкнутым потоком и сварным ротором из биметаллических дисков

БСМ с внутризамкнутым потоком. Основная идея рассматриваемой машины связана со стремлением построить ее магнитную цепь так, чтобы, во-первых, поток замыкался во внутренних об-

ластях, а не по тяжелому внешнему магнитопроводу и, во-вторых, уменьшились диаметр и объем обмотки возбуждения.

Одна из разновидностей БСМ с внутризамкнутым потоком — консольный генератор (рис. 3.13, а). В нем кольцевая обмотка возбуждения 1 размещается на внутреннем сердечнике 9, а обмотка якоря 4 — на обычном цилиндрическом шихтованном сердечнике 5. Между неподвижными сердечниками 5 и 9 находится консольно закрепленный ротор, содержа-

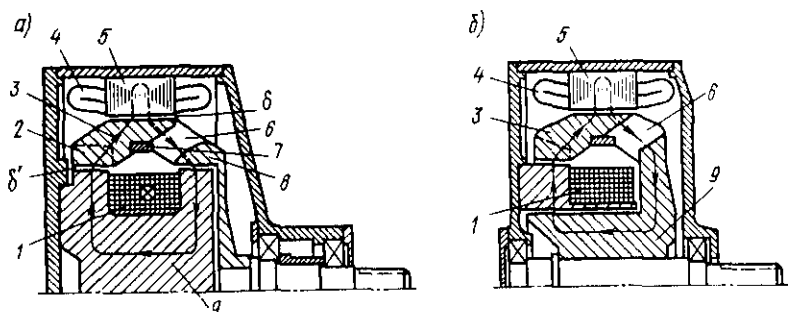


Рис. 3.13. Бесконтактная синхронная машина с внутризамкнутым потоком и консольным ротором при одностороннем (а) и двустороннем (б) расположении подшипников

щий стальное кольцо 2 с когтеобразными левыми выступами 3 и цилиндрическую часть 8 (чашу) с правыми выступами 6. Рабочий зазор δ между ротором и якорем и дополнительный зазор δ' между ротором и сердечником 9 много меньше расстояния между соседними выступами 3 и 6. Пространство между выступами залито прочным немагнитным сплавом. Ротор содержит также кольцо 7 из немагнитной стали. Магнитные линии потока возбуждения, сцепленные с ОВ, замыкаются через сердечник 9, зазор δ' , выступы 3 и 6, рабочий зазор δ и якорь. При этом выступы 3 при выбранном направлении тока в ОВ приобретают по отношению к якорю северную полярность, а выступы 6 — южную. В данной конструкции диаметр и объем ОВ малы, наружный корпус изготовлен из легкого немагнитного материала. Однако машина обладает серьезным недостатком, связанным с консольным ротором, что увеличивает ее длину, усложняет технологию и ограничивает максимальные частоты вращения.

Другая разновидность БСМ с внутризамкнутым потоком и двусторонним расположением подшипников показана на рис. 3.13, б, где применены те же обозначения, что и на рис. 3.13, а. Такие машины благодаря увеличенной массе ротора используются в качестве маховичных генераторов, обладающих повышенным моментом инерции ротора и позволяющих

сглаживать пульсации частоты вращения привода (например, поршневого двигателя внутреннего сгорания).

Конструкции с внутризамкнутым потоком и односторонним размещением ОВ (рис. 3.14) применяются при повышенных частотах вращения ротора и небольших мощностях БСМ. На статоре размещаются обмотка якоря 1 в пазах шихтованного цилиндрического сердечника 2, кольцевая обмотка возбуждения 5 и охватывающая ее скоба 6 из магнитомягкой стали. Наружный корпус 3 выполнен из легкого немагнитного материала. Ротор содержит центральную втулку 7 с радиальными выступами 8 и цилиндр 4 с аксиальными когтеобразными выступами 9, чередующимися по окружности с выступами 8. Внешние стороны выступов 8 и 9 через рабочий зазор δ примыкают к якорю, а скоба 6 отделена дополнительными конструктивными зазорами δ_1 и δ_2 от втулки 7 и цилиндра 4. Расстояния между выступами 8 и 9 много больше зазоров δ , δ_1 и δ_2 . Втулка 7, выступы 8 и 9, цилиндр 4 изготовлены из магнитомягкой стали, а пространство между ними залито прочным немагнитным сплавом 10. Вал машины может выполняться из магнитной стали и служить магнитопроводом. Магнитный поток $\Phi_{\text{в}}$, созданный ОВ, замыкается по пути с наименьшим суммарным зазором: скоба 6 — зазор δ_1 — втулка 7 — выступы 8 — зазор δ — якорь — зазор δ — выступы 9 — цилиндр 4 — зазор δ_2 — скоба 6. Таким образом, выступы 8 и 9 по отношению к якорю имеют противоположную магнитную полярность, что и требуется для синхронной машины. Расчет магнитной цепи машины, как и для БСМ с внешnezамкнутым потоком, целесообразно проводить на основе ее схемы замещения, аналогичной схеме на рис. 3.11.

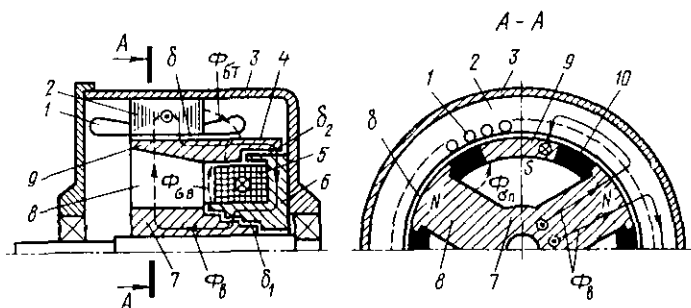


Рис. 3.14. Бесконтактная синхронная машина с внутризамкнутым потоком и односторонним расположением обмотки возбуждения

В описанной конструкции нет тяжелого внешнего магнитопровода, а ОВ имеет малые диаметр и объем. Однако, как и в БСМ с внешnezамкнутым потоком, центробежные силы, действующие

В описанной конструкции нет тяжелого внешнего магнитопровода, а ОВ имеет малые диаметр и объем. Однако, как и в БСМ с внешnezамкнутым потоком, центробежные силы, действующие

на консольно закрепленные выступы 9, могут вызывать их отгиб при больших частотах вращения.

Конструкция машины с двусторонним возбуждением (сексин) позволяет увеличить мощность БСМ (рис. 3.15, а). Обозначения на рис. 3.15 такие же, как и на рис. 3.14. Отличие вариантов в том, что цилиндр 4 охватывает весь ротор и в нем выполнены окна, в которые вставлены концы выступов 8, причем зазор Δ между краем окна и выступом 8 много больше рабочего зазора δ . Развертка наружной поверхности ротора сексина показана на рис. 3.15, б. Как и в предыдущей конструкции, поток из выступов 8 через зазор δ попадает в якорь, а затем через зазор δ возвращается в ротор, замыкаясь на участки цилиндра 4 между окнами. В остальном форма магнитных линий такая же, как на рис. 3.14. Одна группа полюсов (северные) образована наружными торцами выступов 8, а вторая (южные) — центральными участками цилиндра 4 между окнами. В данной конструкции консольные выступы на роторе отсутствуют, что позволяет увеличить его предельно допустимые частоты вращения.

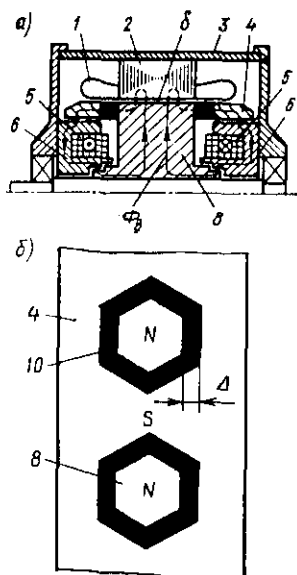


Рис. 3.15. Машина типа сексин (а) и развертка наружной поверхности ее ротора (б)

Машины с внутризамкнутым потоком, как и машины с внешнезамкнутым потоком, имеют значительные потоки рассеяния $\Phi_{\text{р}}$: вокруг обмотки возбуждения $\Phi_{\text{ов}}$, между торцами сердечника якоря и цилиндром ротора $\Phi_{\text{от}}$, между соседними полюсами $\Phi_{\text{оп}}$ (см. рис. 3.14). Машины

характеризуются высоким коэффициентом рассеяния ($k_{\text{р}} \approx 1,5 \dots 2$). Это приводит к большим значениям параметра $X_{\text{д}}$, чем определяются крутой наклон внешних характеристик и малая перегрузочная способность генератора (см. § 1.2). Кроме того, из-за конструктивной несимметрии северных и южных полюсов индукция под ними может существенно различаться (до 30...40%), что приводит к появлению постоянной составляющей в пространственной кривой распределения индукции, которая не участвует в наведении ЭДС якоря, но ухудшает использование магнитопровода, так же, как и в индукторных машинах (§ 3.4).

Бесконтактные СМ с внутризамкнутым потоком применяют в автономных энергоустановках. Консольные генераторы используются в системах электроснабжения железнодорожных вагонов и имеют несколько лучшие (на 20...40%) массогабаритные показатели, чем генераторы с внешнезамкнутым потоком. Маховичные

генераторы применяются в автономных энергоустановках с поршневыми приводными двигателями. Высокооборотные генераторы типа сексин могут применяться в маломощных системах электропитания летательных аппаратов (при мощностях 3...10 кВ·А). Хотя их удельные массы на 15...30% больше, чем у идентичных контактных явнополюсных синхронных генераторов, они существенно превосходят обычные генераторы по надежности и возможным границам использования. Машины типа сексин применяются и в качестве бесконтактных двигателей. Удельная масса таких двигателей меньше, чем у бесконтактных двигателей с внешне-замкнутым потоком.

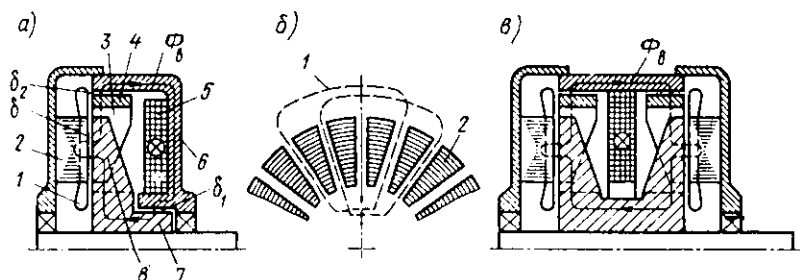


Рис. 3.16. Торцовая однопакетная (а, б) и двухпакетная (в) бесконтактные машины

Торцовые БСМ. В торцовых БСМ когтеобразные полюсные выступы ориентированы по радиусу и отделены аксиальным зазором от торцового якоря. Одна из возможных конструкций торцовой БСМ приведена на рис. 3.16, а. Обмотка якоря 1 уложена в радиальные пазы на торцовой поверхности стального сердечника 2 кольцевой формы, навитого из стальной ленты. Пазы фрезеруются после навивки сердечника или штампуются одновременно с его навивкой. Вид на торцовый якорь по оси показан на рис. 3.16, б (зубцы заштрихованы). Кольцевая обмотка возбуждения 5 закреплена в корпусе 6, выполненном из магнитомягкой стали. На роторе имеется стальная втулка 7 с радиальными полюсными выступами 8, образующими внутреннюю звездочку. Между полюсами 8 размещаются направленные внутрь полюсы 3 наружной звездочки, ограниченной стальным ободом 4. Наружная и внутренняя звездочки скреплены сварными вставками из немагнитной стали или заливкой немагнитным сплавом. Основной магнитный поток возбуждения, созданный обмоткой 5 замыкается следующим образом: корпус 6 — дополнительный зазор δ_1 между корпусом и ротором — втулка 7 — полюсы 8 — рабочий зазор δ — якорь — зазор δ — полюсы 3 — дополнительный зазор δ_2 между ободом и корпусом — корпус 6. Таким образом, полюсы 3 и 8

приобретают противоположную магнитную полярность по отношению к якору.

Лучшее использование потока и меньшие удельные массы имеет торцовая двухпакетная БСМ (рис. 3.16, в), в которой вместо боковой части корпуса 6 размещен еще один якорь с соответствующей системой полюсов на роторе. Такая БСМ обладает симметрией относительно среднего сечения и меньшим числом дополнительных зазоров.

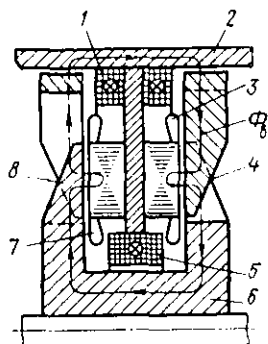


Рис. 3.17. Торцовая двухпакетная БСМ с внутренними якорями

При значительных мощностях (от нескольких сотен до нескольких тысяч киловольт-ампер) может быть применена конструкция двухпакетной торцовой БСМ с внутренними якорями (рис. 3.17). Поток в ней создается двумя concentрическими обмотками возбуждения 1 и 5, между которыми находятся два якорных пакета с обмотками 3 и 7 на наружных торцах. К этим торцам через акспальные зазоры примыкают две полюсные системы 4 и 8, каждая из которых состоит из внутренней и наружной звездочек, как и в БСМ на рис. 3.16. Наружный корпус 2, расположенный между полюсными системами ротора, и внутренняя втулка 6 выполнены из магнитомягкой стали.

Ход магнитных линий основного потока возбуждения $\Phi_{\text{в}}$, охватывающих обе ОВ с согласным направлением тока, показан на рис. 3.17.

Торцовые БСГ обладают существенными достоинствами. Во-первых, они имеют короткий жесткий ротор со сплошным наружным стальным ободом и радиально-ориентированными полюсными выступами. Поэтому механическая прочность ротора — высокая, а когтеобразные выступы не испытывают изгибающих сил при вращении. Окружные скорости таких роторов могут достигать 300...350 м/с, позволяя создавать компактные высокооборотные преобразователи энергии. Во-вторых, магнитные линии основного потока для торцовых БСМ имеют относительно небольшую длину. Поэтому их удельные массы примерно в 1,5...2 раза меньше, чем у БСМ с внешнезамкнутым потоком, и близки к удельным массам контактных СМ. В-третьих, обмотки возбуждения торцовых БСМ имеют сравнительно небольшой объем и потери. В-четвертых, благодаря уплощенной конфигурации и возможности разместить обмотки на периферии машины торцовые БСМ имеют благоприятные возможности для интенсивного охлаждения (в том числе за счет эффективной самовентиляции). Наконец, торцовые БСМ позволяют легко защищать обмотки от воздействия агрессивных сред с помощью плоских экранов, а не цилиндрических,

как в других машинах, что расширяет возможности их использования в нестандартных условиях.

Недостатки торцовых БСМ связаны с возможным проявлением несбалансированных осевых сил магнитного тяжения (особенно в однопакетных конструкциях) и необходимостью применения во многих случаях радиально-упорных подшипников, с повышенным моментом инерции ротора, с усложненной технологией изготовления торцового якоря, а также с неоднородным распределением магнитного поля по радиусу из-за несимметрии потоков рассеяния с наружной и внутренней цилиндрических поверхностей якоря.

Специфика торцовых БСМ проявляется в их основном расчетном уравнении, несколько отличающемся от аналогичного уравнения (1.43) для машин цилиндрической конструкции, так как проводники обмотки якоря ориентированы по радиусу. Действительно, согласно (1.40) и (1.3), имеем, например, для БСМ, изображенной на рис. 3.16,

$$dS = m l dE_{\delta}; \quad (3.14)$$

$$dE_{\delta} = 4k_n k_0 \omega f d\Phi_{\delta}, \quad (3.15)$$

где элементарное приращение потока одного полюса на бесконечно малом элементе радиуса dr

$$d\Phi_{\delta} = B_{\delta} \alpha_{\delta} \tau dr = B_{\delta} \alpha_{\delta} (\pi D/2p) dr. \quad (3.16)$$

Выражая ток из (1.41) как

$$I = \pi D A / N = \pi D A / (2m\omega) \quad (3.17)$$

и подставляя записанные выше формулы в (3.14) с учетом $f = pn/60$, получим

$$dS = kn B_{\delta} D^2 A dr, \quad (3.18)$$

где k определяется по (1.45).

Поскольку на разных радиусах $I = \text{const}$, согласно (3.17) имеем $DA = \text{const}$, и, следовательно, максимальная линейная нагрузка реализуется на минимальном диаметре якоря D_1 , т. е.

$$DA = D_1 A_{\max}. \quad (3.19)$$

Подставляя (3.19) в (3.18) и интегрируя полученное выражение от $r_1 = D_1/2$ до $r_2 = D_2/2$, имеем

$$S = 0,25 kn A_{\max} B_{\delta} D_2^3 \varphi(d^*), \quad (3.20)$$

где D_2 — максимальный диаметр якоря; $\varphi(d^*) = d^*(1-d^{*2})$; $d^* = D_1/D_2$.

Следовательно,

$$D_2 = \sqrt[3]{4S/[kA_{\max}B_{\delta}n\varphi(d^*)]}. \quad (3.21)$$

Минимальное значение $D_2 = D_{2\min}$ реализуется при $d^* = d_{\text{огг}}^* = 1/\sqrt{3} \approx 0,577$, когда функция $\varphi(d^*)$ максимальна, т. е. имеет место $d\varphi(d^*)/dd^* = 0$.

Поскольку функция $\varphi(d^*)$ в области своего максимума изменяется относительно слабо, на практике можно выбирать $d^* = 0,4 \dots 0,6$.

Торцовые БСМ применяют в качестве надежных высокофорсированных генераторов для автономных энергоустановок, работающих в нестандартных условиях окружающей среды (в том числе в присутствии агрессивных сред). Они обладают хорошими массогабаритными показателями. Например, высокооборотный торцовый генератор мощностью 15 кВт·А имеет удельную массу 1,6 кг/(кВт·А), а для генератора мощностью 260 кВт·А при окружной скорости ротора 240...250 м/с удельная масса снижается до 0,91...0,95 кг/(кВт·А). Удельная масса аналогичного БСГ с внешнезамкнутым потоком равна 2,5 кг/(кВт·А). Торцовые БСМ могут рационально использоваться в конструкциях, встраиваемых в различные механические агрегаты.

§ 3.4. Индукторные машины

Индукторной называется машина, у которой магнитная индукция в каждой точке рабочего зазора изменяется только по величине, а ее направление остается постоянным. Отсюда следует, что индукция в зазоре индукторных машин (ИМ) имеет пульсирующий характер и содержит переменную (рабочую) и постоянную (нерабочую) составляющие. Обмотки якоря и возбуждения в ИМ находятся на статоре, а изменение во времени магнитного потока, сцепленного с обмоткой якоря, достигается за счет периодического изменения магнитного сопротивления на пути рабочего потока при вращении зубчатого ротора. Так как число зубцов на роторе можно сделать большим, ИМ характеризуются повышенными частотами тока ($f \approx 400 \dots 30\,000$ Гц).

Достоинствами индукторных машин помимо способности генерировать или использовать токи повышенной частоты являются простота конструкции ротора, высокая надежность, хорошее регулирование, работоспособность в сложных окружающих условиях (при повышенных температурах, низких давлениях, присутствии агрессивных сред и т. п.).

Главный недостаток ИМ проявляется в наличии постоянной составляющей магнитного потока, которая не участвует в наведении рабочей ЭДС, но загружает магнитопровод и требует существенного увеличения его объема и массы по сравнению с обычными синхронными машинами.

Основные типы индукторных машин. Индукторные машины делятся на одноименнополюсные и разноименнополюсные.

В одноименнополюсных ИМ к якорю примыкают магнитные полюсы только одной полярности. На рис. 3.18, а показана однопакетная одноименнополюсная ИМ, содержащая на статоре шихтованный пакет якоря 1 с якорной обмоткой 2 и кольцевую обмотку возбуждения 4. Корпус 3 выполнен из магнитомягкой стали. Ротор состоит из магнитомягкой втулки 5 и пакета 6 с выступами (зубцами), примыкающими через рабочие зазоры к якорю. Таким образом, ротор по отношению к якорю имеет магнитную несимметрию, характеризуемую различием минимального $\delta_{\min}$ и максимального $\delta_{\max}$ рабочих зазоров. Шаг ОЯ таков, что одна сторона секции (или катушки) ОЯ размещается под $\delta_{\min}$, а вторая — в зоне $\delta_{\max}$. Втулка 5 отделена от консольной расточки корпуса дополнительным зазором $\delta_{\text{доп}}$.

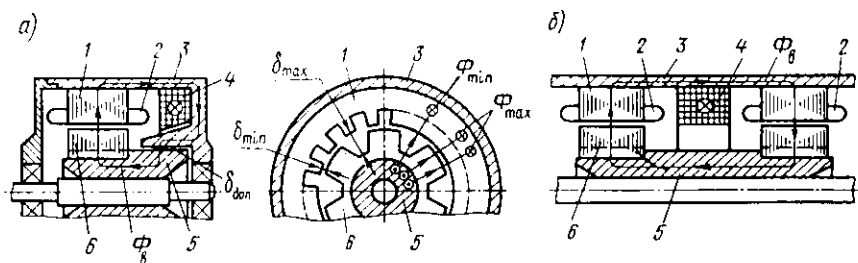


Рис. 3.18. Однопакетная (а) и двухпакетная (б) одноименнополюсные индукторные машины

Основной магнитный поток $\Phi_{\text{в}}$, создаваемый ОВ, замыкается через корпус 3, зазор $\delta_{\text{доп}}$, втулку 5, рабочие зазоры и якорь. Между втулкой 5 и пакетом якоря 1 поток разветвляется: его большая часть $\Phi_{\max}$ замыкается через выступы пакета 6 и наименьший зазор $\delta_{\min}$, а меньшая часть $\Phi_{\min}$ — через наибольший зазор $\delta_{\max}$. При работе ИМ в генераторном режиме благодаря вращению ротора с каждой секцией ОЯ будет поочередно сцеплен то поток $\Phi_{\max}$, то $\Phi_{\min}$, вследствие чего в ОЯ наводится рабочая ЭДС. Направление радиального магнитного поля в каждой точке зазоров $\delta_{\max}$ и $\delta_{\min}$ неизменно, а все выступы имеют одинаковую магнитную полярность (на рис. 3.18 полярность выступов северная, так как поток выходит из них), чем и объясняется название машины. Хотя поток $\Phi_{\max}$ через выступы практически постоянен, их обычно выполняют шихтованными для борьбы с поверхностными потерями в наружных зонах из-за зубчатости якоря, а также для уменьшения времени протекания переходных процессов. При большом числе пазов якоря выступы 6 могут быть сплошными. Отличие рассмотренной ИМ от обычной синхронной машины СМ заключается в том, что в СМ при идентичной форме ротора его соседние выступы имеют противоположную полярность и по-

ток $\Phi_{\text{в}}$ изменяется не от Φ_{max} до Φ_{min} с сохранением полярности, а от Φ_{max} до $-\Phi_{\text{max}}$ с изменением полярности. Следовательно, при одинаковой предельной нагрузке магнитопровода (Φ_{max}) использование потока в ИМ хуже, чем в СМ.

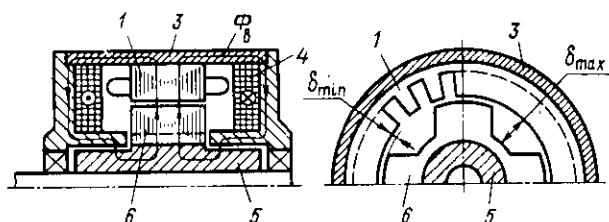


Рис. 3.19. Одноименнополюсная индукторная машина с двусторонним возбуждением

Недостатком ИМ, изображенной на рис. 3.18, а, является наличие зазора $\delta_{\text{доп}}$. Его можно устранить в двухпакетной ИМ (рис. 3.18, б). В такой конструкции активные зоны с ОЯ и зубчатым ротором размещаются по обеим сторонам от ОВ, а принцип действия тот же.

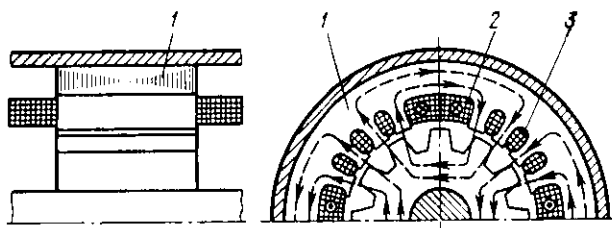


Рис. 3.20. Разноименнополюсная индукторная машина

Симметричная конструкция одноименнополюсной ИМ может быть реализована в однопакетной машине с двусторонним возбуждением (см. рис. 3.19, где обозначения те же, что и на рис. 3.18). Обмотки возбуждения 4 с встречным направлением тока располагаются по обе стороны от якоря 1 и пакета ротора 6, создавая в активной зоне униполярный магнитный поток, значение которого будет максимально (Φ_{max}) в области минимального зазора δ_{min} и минимально (Φ_{min}) в области максимального зазора δ_{max} , как и для машины, показанной на рис. 3.18, а.

Принципы, заложенные в ИМ на рис. 3.19, можно эффективно реализовать в рассмотренной ранее БСМ с внешнезамкнутым потоком (см. рис. 3.10), если обмотки возбуждения включить не согласно, а встречно. Тогда создается два симметричных потока, охватывающих обе ОВ подобно тому, как это имеет место на

рис. 3.19, причем под когтеобразными выступами имеем $\Phi_{\max}$, а в областях между ними — $\Phi_{\min}$. Такой режим включения ОВ для БСМ с внешнезамкнутым потоком и ее перевод в режим индукторной машины позволяет удвоить частоту тока в ОЯ, что бывает необходимо в некоторых практических случаях.

Физически очевидно, что все рассмотренные одноименнополюсные машины являются машинами с радиально-осевым потоком и имеют жесткое ограничение на геометрический фактор λ (см. § 3.3). В ИМ на рис. 3.18 ... 3.20 поток в зубцах ротора постоянный.

В разноименнополюсных ИМ к якорю примыкают магнитные полюсы различной полярности. Конструкция такой ИМ приведена на рис. 3.20. На внутренней поверхности шихтованного пакета 1 располагается несколько крупных пазов. В них укладывают обмотку возбуждения 2, состоящую из рамочных катушек, стороны которых параллельны оси. Соседние катушки имеют встречное (по контуру) направление тока возбуждения. Между крупными пазами находятся малые пазы, в них уложена обмотка якоря 3. Ротор обладает зубчатой структурой, так что в пределах зубцового шага есть зоны с $\delta_{\min}$ и $\delta_{\max}$. Поток вокруг ОВ, как и в рассмотренных ранее ИМ, разветвляется на $\Phi_{\max}$ (через $\delta_{\min}$) и $\Phi_{\min}$ (через $\delta_{\max}$). В режиме генератора при вращении ротора поток в секциях ОЯ колеблется в пределах от $\Phi_{\max}$ до $\Phi_{\min}$, наводя рабочую ЭДС. В отличие от одноименнополюсной ИМ часть зубцов ротора имеет южную полярность (поток входит в них), а часть — северную (поток выходит из них). Поэтому машина называется разноименнополюсной. Напомним, однако, что и для такой машины радиальная индукция в каждой точке рабочего зазора сохраняет свое направление неизменным. Так как каждый зубец ротора и примыкающая к нему зона периодически перемагничиваются, ротор машины выполняется шихтованным. Чтобы полный поток, сцепленный с ОВ, практически не изменялся, в пределах дуги статора между крупными пазами необходимо размещать целое число зубцовых делений ротора. В противном случае в ОВ возникают заметные пульсации потока и соответствующие потери, а также ухудшается форма кривой выходного напряжения.

В рассмотренных выше ИМ зубцовая зона обладает примерно такой же структурой, как и в классических СМ.

Существуют ИМ с гребенчатой зубцовой зоной, в которых секции ОЯ охватывают большие зубцы статора — полюсы статора. Полюсы, в свою очередь, содержат малые зубцы (т. е. имеют гребенчатую форму). Шаг между малыми зубцами близок или равен зубцовому шагу ротора. Когда зубцы ротора расположены напротив малых зубцов статора, поток в полюсе статора и охватывающей его катушке ОЯ максимален, а когда зубцы ротора переместятся на половину зубцового шага и займут положение напротив малых пазов статора, поток в полюсе статора станет минимальным. В таких ИМ поток в зубцах ротора переменный.

Индукторная машина с гребенчатой зубцовой зоной выполняется одноименно- или разноименнополюсной. На рис. 3.21, а показано поперечное сечение одноименнополюсной ИМ с гребенчатой зубцовой зоной. Продольный разрез ИМ такой же, как на рис. 3.18, а или б. Поток, создаваемый ОВ, замыкается по корпусу, затем идет вдоль ротора, потом разворачивается по радиусу и через зубцовую зону возвращается в корпус. Обмотка якоря ОЯ содержит катушки, охватывающие полюсы статора с малыми зубцами. Положение ротора на рис. 3.21, а тако-

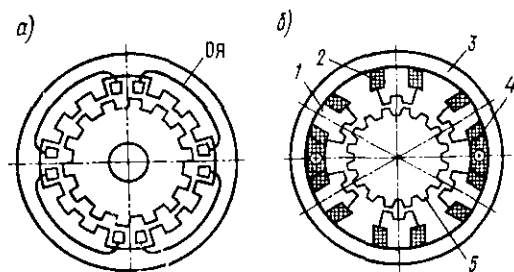


Рис. 3.21. Индукторная машина одноименно-полюсная (а) и разноименнополюсная (б) с гребенчатой зубцовой зоной

во, что радиальный поток максимален во втором и четвертом квадрантах и минимален в первом и третьем. При повороте ротора на половину зубцового деления поток станет максимальным в первом и третьем квадрантах и минимальным во втором и четвертом.

Более распространены разноименнополюсные

ИМ с гребенчатой зубцовой зоной. Эскиз трехфазного разноименнополюсного индукторного генератора с гребенчатой зубцовой зоной приведен на рис. 3.21, б, где 1 — полюсы статора; 2 — обмотка якоря; 3 — магнитопроводящий корпус; 4 — обмотка возбуждения (ее ось перпендикулярна оси генератора); 5 — зубчатый ротор.

При выбранном направлении тока в ОВ поток выходит в зазор из трех верхних полюсов статора, идет через ротор, входит в три нижних полюса статора и замыкается через корпус. Поток в каждом полюсе изменяется от $\Phi_{\max}$ (при совпадении осей зубцов статора и ротора, как, например, в верхнем и нижнем полюсах) до $\Phi_{\min}$ (при сдвиге осей зубцов на половину зубцового деления), наводя ЭДС в ОЯ. Каждая пара противоположащих полюсов статора соответствует одной фазе ОЯ. Зубцы соседних полюсов статора смещены относительно зубцов ротора так, что при вращении ротора ЭДС в каждой фазе ОЯ сдвинуты на 120 эл. град.

В машине с гребенчатой зубцовой зоной можно расположить ОЯ таким образом, что сцепленный с ней поток будет при вращении ротора менять знак (в отличие от рассмотренных ИМ, где Φ изменяется от $\Phi_{\max}$ до $\Phi_{\min}$ с сохранением полярности). На рис. 3.22, а показана развертка зубцовой зоны такой машины (генератора Гюи). В ней ОЯ, как и ОВ, уложена в крупные пазы, но со сдвигом $\tau/2$ по отношению к ОВ (τ — полюсное деление). Ширина крупного паза — кратная зубцовому шагу ротора. При такой конфигурации зубцовой зоны относительное размещение зубцов ста-

тора и ротора в смежных зонах между крупными пазами будет различным: когда в одной зоне (например, $b - в$) зубцы ротора располагаются напротив зубцов статора, то в соседних зонах ($a - б$ и $в - г$) зубцы ротора располагаются напротив пазов статора. Кривая распределения поля в зазоре $B_1(x)$, соответствующая рис. 3.22, a , показана на рис. 3.22, $б$. Приходящийся на единицу осевой длины машины максимальный поток Φ_1 между точками $б$ и $г$, сцепленный с ОЯ в этом положении ротора, будем считать положительным $\Phi_1 = \int_b^g B_1(x) dx > 0$.

Когда ротор сместится на половину зубцового деления, кривая распределения поля примет вид $B_2(x)$ (рис. 3.22, $в$) и с ОЯ будет сцеплен отрицательный поток $\Phi_2 = \int_b^g B_2(x) dx < 0$; причем

$|\Phi_2| = \Phi_1$, поскольку заштрихованные площади на рис. 3.22, $б, в$ равны. В данной конструкции ИМ направление индукции в каждой фиксированной точке зазора также не изменяется.

Ясно, что во всех рассмотренных выше ИМ цикл изменения потока и соответственно один период кривой ЭДС в ОЯ определяются поворотом ротора на одно зубцовое деление. Поэтому частота тока в ОЯ

$$f = z_2 n / 60, \quad (3.22)$$

где z_2 — число зубцов ротора; n — частота вращения ротора, об/мин.

В обычных синхронных машинах аналогичная формула содержит вместо z_2 число пар полюсов p , причем значение p ограничено из-за необходимости размещать на полюсах обмотку возбуждения, допустимым рассеянием между соседними полюсами и т. п. В то же время ограничения на z_2 в ИМ гораздо слабее и определяются в основном технологическими возможностями. Поэтому в ИМ z_2 обычно много больше, чем p в СМ, что позволяет иметь в ИМ частоты, достигающие тысяч и десятков тысяч герц.

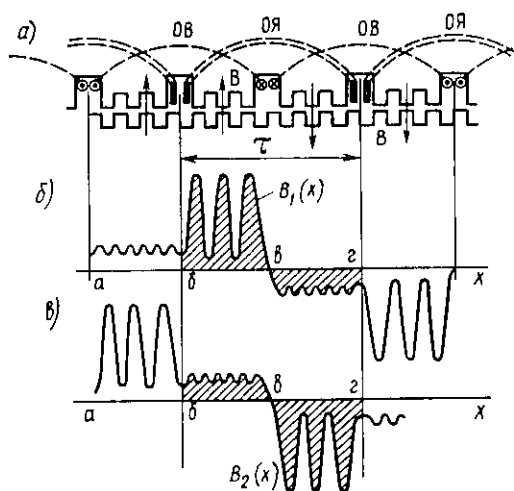


Рис. 3.22. Развертка зубцовой зоны генератора Гюи (a) и распределение в ней магнитной индукции для двух последующих моментов времени ($б, в$)

К индукторным машинам можно отнести также коммутаторные генераторы, в которых, как и в генераторе Гюи, поток, сцепленный с ОЯ, периодически изменяет знак, но в каждой точке зазора индукция не меняется по направлению. Принципиальная схема коммутаторного генератора приведена на рис. 3.23, а. Он содержит шихтованный сердечник статора 1, охваченный двумя диаметрально противоположными обмотками якоря 2 и аналогичными обмотками возбуждения 4, включенными встречно. Между ОЯ и

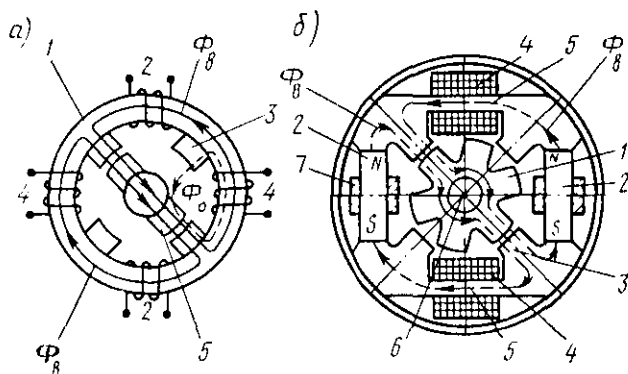


Рис. 3.23. Схема коммутаторного генератора (а), коммутаторный генератор с постоянными магнитами (б)

ОВ на статоре имеются выступы 3, к которым через рабочий зазор примыкает явнополюсный ротор 5, являющийся переключателем (коммутатором) потока. В изображенном на рисунке положении ротора магнитные потоки $\Phi_{\text{в}}$, создаваемые обмотками возбуждения 4, замыкаются через выступы 3 во втором и четвертом квадрантах и в обмотках якоря 2 потоки направлены справа на лево. При повороте ротора на 90° потоки будут замыкаться через выступы 3 в первом и третьем квадрантах, а направления потоков в якорных обмотках изменятся. Таким образом, при вращении ротора происходит периодическое переключение (коммутация) потока в обмотках якоря и наведение рабочей ЭДС. Потоки рассеяния $\Phi_{\text{с}}$, замыкающиеся через выступы 3 в зазоре между статором и ротором, имеют то же направление, что и основные потоки $\Phi_{\text{в}}$, поэтому направление радиальной составляющей индукции в каждой точке зазора не изменяется, что и позволяет отнести коммутаторные генераторы к классу индукторных машин.

Коммутаторные генераторы с обмотками возбуждения малоэффективны из-за значительных потерь на возбуждение и пульсаций потока в ОВ, поэтому чаще применяют коммутаторные генераторы с постоянными магнитами (рис. 3.23, б). Такой генератор содержит шихтованный зубчатый коммутатор потока 1, постоянные

магниты 2, полюсные выступы 3 статора, обмотки 4 якоря, шихтованные сердечники 5 якоря, вал 6, демпферные кольца 7 на магнитах. Работа генератора полностью идентична работе модели, показанной на рис. 3.23, а, с той разницей, что частота тока в якорной обмотке повышена из-за увеличенного числа зубцов на роторе согласно (3.22). В положении ротора, изображенном на рис. 3.23, б, потоки магнитов замыкаются в основном через выступы 3 во втором и четвертом квадрантах, а при повороте ротора на половину зубцового деления эти потоки будут замыкаться через выступы 3 в первом и третьем квадрантах, благодаря чему осуществляется переключение потока в обмотках 4 и наведение ЭДС. Главный недостаток генератора с постоянными магнитами — плохое регулирование (и стабилизация) напряжения. Этот недостаток устраняется в коммутаторных генераторах с комбинированным возбуждением (см. § 4.3).

Кроме рассмотренных выше ИМ с цилиндрической геометрией существуют торцовые ИМ. Можно, например, реализовать индукторную машину на базе торцовой машины, изображенной на рис. 3.17. Для этого, очевидно, необходимо сблизить оба пакета якоря и включить внутреннюю 5 и наружную 1 обмотки возбуждения встречно. Тогда поток вокруг внутренней ОВ будет замыкаться по пути: втулка 6 — левые внутренние выступы — рабочий зазор — левый якорь — правый якорь — рабочий зазор — правые внутренние выступы — втулка 6. Аналогично замыкается поток вокруг наружной ОВ через корпус 2 и дополнительные зазоры. Очевидно, что в рабочих аксиальных зазорах под всеми полюсными выступами имеем $\Phi_{\max}$, а в областях между ними $\Phi_{\min}$, причем направление магнитных линий $\Phi_{\max}$ и $\Phi_{\min}$ одинаковое. Недостаток этой ИМ — громоздкость конструкции. Более простой является ИМ с двойным аксиальным зазором и якорной обмоткой кольцевого типа (рис. 3.24). Машина содержит на статоре витой сердечник 1, на котором в пазах уложена кольцевая якорная обмотка 2, и обмотку возбуждения 4, расположенную во внутренней полости сердечника 1. На роторе имеются две звездочки 3 и 5, примыкающие через рабочие аксиальные зазоры δ к торцам сердечника 1. Выступы правой звездочки сдвинуты по окружности относительно выступов левой звездочки на одно полюсное деление τ (половину расстояния между соседними выступами одной звездочки). Обмотка возбуждения создает поток Φ_v , замыкающийся так, как показано на рисунке. Очевидно, что под выступами звездочек рабочий аксиальный поток максимален, а в зонах между

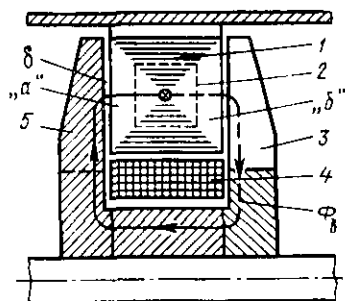


Рис. 3.24. Индукторная машина с двойным аксиальным зазором и якорной обмоткой кольцевого типа

ними — минимален. Благодаря сдвигу выступов левой и правой звездочек поток Φ_a имеет тангенциальную составляющую внутри сердечника 1, а противоположные стороны (например, «а» и «б») каждой секции ОЯ находятся

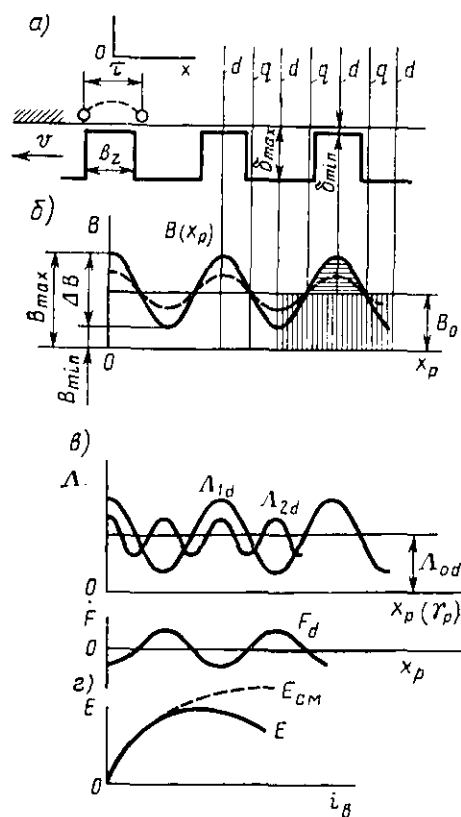


Рис. 3.25. Развертка активной зоны индукторной машины (а); распределение индукции (б); продольных магнитных проводимостей и МДС (в); характеристика холостого хода (г)

вой зоне, ротор может приводиться во вращение с частотой n_2 , значительно меньшей n_1 , т. е. обеспечивается электромеханическая редукция скорости ротора относительно скорости поля. Такие двигатели, называемые *редукторными*, широко используются в различных системах управления и автоматики, где необходимы малые скорости перемещения механизмов.

Холостой ход ИМ и степень их использования. Рассмотрим особенности ИМ по сравнению с обычными СМ, связанные с распределением магнитного поля в активной зоне, на примере одно-

каждой секции ОЯ находятся в наиболее различающихся по величине аксиальных магнитных полях (например, когда сторона а находится в максимальном потоке, сторона б — в минимальном потоке). Поэтому при вращении ротора в каждой секции наводится ЭДС и машина работает в генераторном режиме.

Если к ОЯ подводится переменный ток, то создается вращающийся магнитный поток, который увлекает полюсные выступы ротора. Машина при этом работает в двигательном режиме. Такие индукторные двигатели с двойным аксиальным зазором используются, в частности, как базовая часть бесконтактного двигателя постоянного тока (см. § 5.3) для транспортных установок.

Особенность индукторных двигателей — возможность получения в них низких частот вращения вала. При питании ОЯ двигателя переменным током создается магнитное поле, вращающееся с синхронной частотой n_1 . Благодаря магнитным силам, действующим между зубцами ротора и статора, например в гребенчатой зубцо-

именно полюсной ИМ (см. рис. 3.18, *а* или *б*). Развертка активной зоны машины приведена на рис. 3.25, *а* в предположении, что роторные зубцы много больше статорных и влияние последних на распределение поля незначительное. Рассмотрим холостой ход машины в режиме генератора. Будем считать, что индукция поля возбуждения изменяется от $B_{\max}$ в зазоре $\delta_{\min}$ до $B_{\min}$ в зазоре $\delta_{\max}$ по закону косинуса. Поскольку $B_{\max}$ и $B_{\min}$ имеют одинаковые знаки, кривая распределения B по линейной координате x_p , отсчитываемой для ротора от середины зубца, имеет постоянную составляющую B_0 . Таким образом,

$$B(x_p) = B_0 + 0,5\Delta B \cos(\pi x_p/\tau), \quad (3.23)$$

где $\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$; τ — половина расстояния между осями соседних зубцов.

В рассматриваемой модели $0,5\Delta B$ соответствует амплитуде первой пространственной гармоники индукции поля возбуждения с полюсным делением τ . Очевидно, что при движении зубцов ротора с постоянной линейной скоростью v распределение поля вдоль координаты x , связанной со статором, с учетом перехода от движущейся к неподвижной системе координат будет

$$B(x) = B_0 + 0,5\Delta B \cos[\pi(x - vt)/\tau]. \quad (3.24)$$

Пусть при $t=0$ с осью зубца ротора совпадает ось секции ОЯ, имеющей ширину τ . Тогда поток, сцепленный с этой секцией, определится интегрированием $B(x)$ в пределах τ :

$$\Phi(t) = l \int_{-0,5\tau}^{0,5\tau} B(x) dx = B_0 l \tau + \frac{\Delta B l \tau}{\pi} \cos \frac{\pi}{\tau} vt \quad (3.25)$$

или

$$\Phi(t) = \Phi_0 + 0,5\Delta\Phi \cos \omega t, \quad (3.25a)$$

где

$$\Phi_0 = B_0 l \tau; \quad \Delta\Phi = 2\Delta B l \tau / \pi; \quad \omega = \pi v / \tau, \quad (3.26)$$

l — осевая длина зубцовой зоны.

Таким образом, поток, сцепленный с секцией ОЯ, периодически меняется во времени от $\Phi_{\max} = \Phi_0 + 0,5\Delta\Phi$ до $\Phi_{\min} = \Phi_0 - 0,5\Delta\Phi$. Если ОЯ, состоящая из последовательно соединенных секций, содержит w витков, то в общем случае наводимая в ней ЭДС

$$e(t) = -w k_0 d\Phi(t)/dt = w \omega k_0 (\Delta\Phi/2) \sin \omega t, \quad (3.27)$$

где k_0 — обмоточный коэффициент, учитывающий укорочение и распределение обмотки (см. § 1.2).

Видно, что ЭДС пропорциональна не полному магнитному потоку, как в обычных электрических машинах, а разности между максимальным и минимальным потоками. В машине имеется по-

стоянная составляющая потока Φ_0 , которая не используется, хотя и загружает магнитопровод. Как отмечалось выше, это — главный недостаток ИМ.

Особенностью ИМ является также условие малого насыщения стали магнитной цепи. Если сталь насыщается и ее магнитная проницаемость падает, то уменьшается разница между магнитными сопротивлениями участков с максимальными и минимальными зазорами. Соответственно снижается ΔB (пунктирная кривая на рис. 3.25, б) и уменьшаются $\Delta\Phi$ и E . Если, например, сталь зубцов ротора будет полностью насыщена, то разница между $\delta_{\max}$ и $\delta_{\min}$ в отношении магнитных свойств пропадает (в стали $\mu \rightarrow \mu_0$) и весь поток равномерно распределяется по окружности якоря, т. е. $\Delta B \rightarrow 0$ и $E \rightarrow 0$. Этим объясняется и особый вид характеристики холостого хода для ИМ (рис. 3.25, г). Вначале с ростом тока возбуждения i_a ЭДС E растет благодаря увеличению $\Delta\Phi$, а при больших токах возбуждения сталь зубцов насыщается, $\Delta\Phi$ падает, E уменьшается. В обычных синхронных машинах ЭДС $E_{\text{см}}$ (пунктирная кривая) всегда монотонно возрастает с увеличением i_a , хотя рост ЭДС постепенно замедляется из-за насыщения стали.

Сравнение ИМ с обычными синхронными машинами удобно провести с помощью коэффициента k_e , равного отношению ЭДС холостого хода индукторной машины и ЭДС х.х. обычной синхронной машины при одинаковом максимальном потоке (т. е. при одинаковой нагрузке магнитопровода). Очевидно, что ЭДС, которая наводится в ОЯ синхронной машины при изменении потока по закону $\Phi = \Phi_m \cos \omega t$ от $\Phi_{\max}$ до $(-\Phi_{\max})$, будет

$$e_{\text{см}}(t) = -\omega k_0 d\Phi/dt = \omega \omega k_0 \Phi_{\max} \sin \omega t, \quad (3.28)$$

а ЭДС в ИМ определяется (3.27). С учетом $\Delta\Phi = \Phi_{\max} - \Phi_{\min}$ при одинаковых k_0 из (3.27) и (3.28) имеем

$$k_e = e(t)/e_{\text{см}}(t) = 0,5 [1 - (\Phi_{\min}/\Phi_{\max})]. \quad (3.29)$$

В идеальном случае, когда $\Phi_{\min} \rightarrow 0$, имеем $k_e = 0,5$. В реальных машинах $\Phi_{\min}/\Phi_{\max} \approx 0,3 \dots 0,4$ и $k_e \approx 0,3$. Отсюда видно, что ИМ значительно уступают СМ по своим показателям, поскольку в наведении ЭДС участвует не весь поток, а только его переменная составляющая. Кроме того, степень насыщения стали в ИМ должна быть меньше, чем в обычных СМ. Следовательно, при одинаковой мощности ИМ должны иметь более развитый магнитопровод и большие массы, чем СМ.

Относительное значение первой гармоники потока Φ_1 , создающей рабочую ЭДС, обычно выражают через условный поток зубца ротора $\Phi_z = B_\delta b_z l$ с помощью коэффициента использования

$$k_{\text{ис}} = \Phi_1/\Phi_z = \Phi_1/(B_\delta b_z l), \quad (3.30)$$

где B_δ — максимальное значение индукции в зазоре, имеющей трапециевидальное распределение.

Коэффициент использования, в свою очередь, зависит от относительной величины потока для первой гармоники поля, характеризваемого коэффициентом $k_1 = \Phi_1 / \Phi_{2\tau}$. $\Phi_{2\tau}$ — поток двойного полюсного деления), численно равным отношению площадей горизонтального и вертикально заштрихованных зон на рис. 3.25, б. Из (1.40) с учетом $E_{им} = \pi \sqrt{2} k_0 \omega f \Phi_1$ и $\alpha = b_z / \tau$ легко выводится основное расчетное уравнение ИМ, отличающееся от (1.43) дополнительным множителем $k_{ис}$ в правой части. Поскольку $k_{ис} \approx 0,4 \dots 0,5$, мощность ИМ при прочих равных условиях более чем в два раза меньше, чем у обычной СМ.

Рабочий режим ИМ. Особенности реакции якоря. Особенности ИМ в значительной мере связаны с проявлением реакции якоря. Для ИМ, у которых зубцы ротора крупнее зубцов статора и поток в каждом зубце ротора примерно постоянный, при анализе реакции якоря можно, как и в обычных СМ, воспользоваться известной теорией двух реакций, действующих по ортогональным осям d и q . Поскольку полезной составляющей поля возбуждения является первая гармоника индукции, естественно связать ось d с ее экстремумами, т. е. серединами зазоров δ_{min} и δ_{max} (рис. 3.25, а). Расстояние между соседними осями d , как всегда, соответствует полюсному делению τ или 180 эл. град. Таким образом, выступы и впадины между ними на роторе ИМ как бы соответствуют соседним полюсам разной полярности обычной СМ. Ось q должна располагаться посередине между соседними осями d , т. е. на расстоянии $\tau/2$ от осей d .

С учетом изложенного можно качественно оценить соотношение между индуктивными сопротивлениями реакции якоря по продольной X_{ad} и поперечной X_{aq} осям. Эти сопротивления, как известно, пропорциональны магнитным проводимостям по соответствующим осям. В обычных СМ либо $X_{ad} = X_{aq}$ (неявнополюсные конструкции), либо $X_{ad} > X_{aq}$ (явнополюсные конструкции, у которых зазор по оси d существенно меньше зазора по оси q). В индукторных машинах соотношение между X_{ad} и X_{aq} может быть любым. Как видно из рис. 3.25, а, при узких зубцах ротора с шириной $b_z \leq \tau$ магнитная проводимость по осям d больше проводимости по осям q , так как путь линий поля вдоль соседних осей d (через δ_{min} и δ_{max}) содержит больше стальных участков. При широких зубцах ротора ($b_z > \tau$) картина изменяется, так как путь по осям q в большей степени заполнен сталью и $X_{aq} > X_{ad}$. При средних b_z может быть $X_{ad} = X_{aq}$. В ИМ с постоянным потоком в зубцах ротора целесообразно, чтобы $b_z / \tau \approx 0,8 \dots 0,9$, поэтому обычно для таких ИМ, как и для СМ, имеет место $X_{ad} > X_{aq}$. Параметры X_{ad} и X_{aq} определяются магнитной проводимостью по осям d и q .

Для ИМ с пульсирующим потоком в зубцах ротора (например, ИМ с гребенчатой зубцовой зоной) $X_{ad} \approx X_{aq}$, что определяет их аналогию с неявнополюсными СМ.

При исследовании рабочих режимов ИМ необходимо рассматривать совместное действие поля возбуждения и поля реакции якоря с учетом реальной геометрии зубцовой зоны и локального распределения индукции в рабочем зазоре. Для этого вводится понятие магнитной проводимости зазора в данной точке: $\Lambda = B_n / U_m$, где B_n — нормальная составляющая индукции в данной точке поверхности статора; U_m — магнитное напряжение между статором и ротором, которое при ненасыщенных сердечниках определяется как $U_m = \int_{\delta} H dl$. Интеграл взят вдоль произвольного

пути через зазор δ от данной точки поверхности статора до поверхности ротора. Очевидно, что при ненасыщенных сердечниках магнитное напряжение равно МДС обмоток (на один полюс), создающих поле в зазоре, т. е. $U_m = F$.

Рассмотрим особенности действия реакции якоря в ИМ с постоянным потоком зубца ротора, зубцовая зона которой изображена на рис. 3.25, а. Очевидно, что проводимость Λ — периодическая функция угловой координаты ротора γ_r , отсчитываемой от оси зубца ротора, причем одному зубцовому делению ротора соответствует $\gamma_r = 360^\circ$, т. е. γ_r измеряется в электрических градусах. Для индукции поля возбуждения

$$B_n = F_n \Lambda_n, \quad (3.31)$$

где F_n — МДС обмотки возбуждения (на полюс); Λ_n — проводимость для поля возбуждения.

При произвольном распределении B_n в зазоре проводимость Λ_n представляется в виде ряда, содержащего полный спектр гармоник:

$$\Lambda_n = \Lambda_{0n} + \Lambda_{1n} \cos \gamma_r + \Lambda_{2n} \cos 2\gamma_r + \dots \quad (3.32)$$

Наибольший интерес представляют два первых члена правой части (3.32). Величина Λ_{0n} определяет проводимость для постоянной составляющей индукции $B_{0n} = F_n \Lambda_{0n}$, всегда присутствующей в ИМ, а Λ_{1n} — первую пространственную гармонику поля возбуждения $B_{1n} = F_n \Lambda_{1n} \cos \gamma_r$, которая наводит первую временную гармонику ЭДС в ОЯ, обеспечивающую синусоидальность выходного напряжения.

Очевидно, что для рассматриваемой модели (рис. 3.25, б)

$$\Delta B = B_{\max} - B_{\min} = 2B_{1n \max} = 2F_n \Lambda_{1n}. \quad (3.33)$$

Поэтому первая гармоника ЭДС поля возбуждения определяется формулой (3.27), в которой, согласно (3.26) и (3.33),

$$\Delta \Phi = (2/\pi) \Delta B l \tau = (4/\pi) F_n \Lambda_{1n} l \tau. \quad (3.34)$$

Окончательно имеем

$$e(t) = (2/\pi) \tau l \omega w k_n F_n \Lambda_{1n} \sin \omega t. \quad (3.35)$$

С помощью магнитной проводимости Λ определим поле в зазоре, созданное первой гармоникой МДС якоря, которая, как известно, вращается синхронно с ротором. Будем считать, что максимум волны МДС якоря сдвинут относительно оси d на угол θ эл. град в сторону, противоположную направлению вращения. Тогда вращающуюся МДС якоря можно представить в виде

$$F = F_1 \cos(\gamma - \omega t + \theta), \quad (3.36)$$

где γ — угловая координата (в эл. град), связанная со статором; ω — угловая частота вращения ротора, эл. град/с.

С учетом $\cos(\gamma - \omega t + \theta) = \cos \theta \cos(\gamma - \omega t) - \sin \theta \sin(\gamma - \omega t)$ можем разложить F на продольную и поперечную составляющие:

$$F_d = F_{1d} \cos(\gamma - \omega t); \quad F_q = -F_{1q} \sin(\gamma - \omega t), \quad (3.37)$$

где $F_{1d} = F_1 \cos \theta$; $F_{1q} = F_1 \sin \theta$.

Магнитные проводимости по осям d и q , связанным с ротором, для первых гармоник МДС в общем виде могут быть представлены рядами:

$$\Lambda_d = \Lambda_{0d} + \Lambda_{1d} \cos \gamma_p + \Lambda_{2d} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3d} \cos 3\gamma_p + \dots; \quad (3.38)$$

$$\Lambda_q = \Lambda_{0q} + \Lambda_{1q} \cos \gamma_p + \Lambda_{2q} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3q} \cos 3\gamma_p + \dots \quad (3.39)$$

С учетом (3.38), (3.39) и $\gamma_p = \gamma - \omega t$ индукцию продольного поля якоря, создаваемую МДС якоря по оси d , и индукцию поперечного поля якоря соответственно представим в виде

$$B_d = F_d \Lambda_d = F_{1d} \cos(\gamma - \omega t) [\Lambda_{0d} + \Lambda_{1d} \cos(\gamma - \omega t) + \Lambda_{2d} \cos 2(\gamma - \omega t) + \dots]; \quad (3.40)$$

$$B_q = F_q \Lambda_q = -F_{1q} \sin(\gamma - \omega t) [\Lambda_{0q} + \Lambda_{1q} \cos(\gamma - \omega t) + \Lambda_{2q} \cos 2(\gamma - \omega t) + \dots]. \quad (3.41)$$

С учетом тригонометрических формул $2 \cos 2\alpha \cos \alpha = \cos \alpha + \cos 3\alpha$, $\cos^2 \alpha = 0,5(1 + \cos 2\alpha)$ получаем

$$B_d = F_{1d} \{0,5\Lambda_{1d} + (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d}) \cos(\gamma - \omega t) + 0,5[(\Lambda_{1d} + \Lambda_{3d}) \cos 2(\gamma - \omega t) + \dots]\}; \quad (3.42)$$

$$B_q = -F_{1q} \{(\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q}) \sin(\gamma - \omega t) + 0,5[(\Lambda_{1q} - \Lambda_{3q}) \sin 2(\gamma - \omega t) + \dots]\}. \quad (3.43)$$

Из всех членов, входящих в B_d и B_q , выделим первые гармоники, т. е. члены, содержащие $\cos(\gamma - \omega t)$ или $\sin(\gamma - \omega t)$. Эти составляющие

$$B_{dd} = F_{1d} (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d}) \cos(\gamma - \omega t), \quad (3.44)$$

$$B_{dq} = -F_{1q} (\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q}) \sin(\gamma - \omega t) \quad (3.45)$$

описывают поле, вращающееся синхронно с ротором, т. е. поле реакции якоря. Переходя от индукций к соответствующим потокам статора в пределах τ и их производным по времени, можем найти ЭДС реакции якоря

$$e_{ad}(t) = (2/\pi) \tau l \omega \psi k_0 F_{1d} (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d}) \sin \omega t; \quad (3.46)$$

$$e_{aq}(t) = (2/\pi) \tau l \omega \psi k_0 F_{1q} (\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q}) \cos \omega t. \quad (3.47)$$

Остальные нечетные гармоники B_d и B_q также наводят свои высшие гармоники ЭДС в ОЯ, по которым находится индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния ОЯ. Четные гармоники B_d и B_q практически не дают вклада в ЭДС обмотки якоря, так как секции ОЯ имеют шаг, близкий или равный τ , и обе стороны каждой секции ОЯ размещаются в одинаковых по величине и направлению полях четных гармоник.

Если с помощью (1.6) выразить F_{1d} и F_{1q} через соответствующие токи I_d , I_q и определить действующие значения ЭДС E_{ad} и E_{aq} , то из (3.46) и (3.47) можно найти реактивные сопротивления машины $X_{ad} = E_{ad}/I_d$; $X_{aq} = E_{aq}/I_q$ при ненасыщенных сердечниках. Заметим, что при обычных размерах зубцов ротора $\Lambda_{2d} > 0$, $\Lambda_{2q} > 0$ и, как следует из (3.46) и (3.47), $e_{ad} > e_{aq}$, соответственно $X_{ad} > X_{aq}$. При большой ширине зубцов ($b_z > \tau$) имеем $\Lambda_{2d} < 0$, $\Lambda_{2q} < 0$ и $X_{ad} < X_{aq}$, что уже отмечалось выше.

Для анализа совместного действия полей возбуждения и реакции якоря необходимо также знать коэффициенты реакции якоря k_d и k_q , с помощью которых параметры, характеризующие реакцию якоря, приводятся к эквивалентным параметрам обмотки возбуждения (см. § 1.2). Эти коэффициенты могут быть выражены как отношения потока первых гармоник индукции поля реакции якоря к потоку первой гармоники индукции поля возбуждения при одинаковых МДС. Поскольку ЭДС пропорциональны потокам, из (3.46), (3.47) и (3.35) получим

$$k_d = e_{ad}/e = (\Lambda_{0d} + 0,5\Lambda_{2d})/\Lambda_{1n}; \quad (3.48)$$

$$k_q = e_{aq}/e = (\Lambda_{0q} - 0,5\Lambda_{2q})/\Lambda_{1n}. \quad (3.49)$$

Из (3.44), (3.45), (3.48) и (3.49) видно, что поле реакции якоря в ИМ определяется постоянными составляющими и вторыми гармониками магнитных проводимостей по осям d и q . Этот факт имеет наглядный физический смысл. Постоянные составляющие Λ_{0d} и Λ_{0q} влияют на реакцию якоря, так как, будучи умноженными на вращающуюся первую гармонику МДС якоря, они дают вклад в первую гармонику индукции, вращающуюся синхронно с ротором. Произведения вторых гармоник Λ_2 на первые гармоники F также дают вклад в первую гармонику индукции, поскольку

ку, например, знак произведения $\Lambda_{2d}F_d$ меняется на длине τ , как видно из рис. 3.25, в. Произведение первой гармоники Λ_{1d} на гармонику F_d создает пульсирующее поле одного знака, которое по своему физическому смыслу дает вклад главным образом в постоянную составляющую и вторую гармонику индукции, не относящиеся к полю реакции якоря.

Следует заметить, что параметры X_d и X_q в индукторных машинах обычно существенно больше, чем в синхронных (в 1,5...2 раза). Поэтому внешние характеристики индукторных генераторов являются крутопадающими и для стабилизации выходного напряжения необходимы относительно мощные регуляторы, воздействующие на ток возбуждения или выполненные по типу параметрических схем с LC-контуром (см. рис. 2.28, а). Последний способ стабилизации напряжения для ИМ эффективнее, чем для машин с постоянными магнитами (см. § 2.9), поскольку ИМ работают при повышенных частотах.

Применение ИМ. Индукторные машины находят широкое практическое применение. Они, в частности, входят в состав серийно выпускаемых в нашей стране преобразователей частоты типа ВПЧ и ВГО промышленного применения. В серию ВПЧ входят преобразователи мощностью от 12 до 100 кВт с частотой $f=8000$ Гц и мощностью от 20 до 100 кВт с $f=2400$ Гц. Используются генераторы разноименнополюсного типа как с постоянным потоком в зубцах ротора для $f=2400$ Гц, так и с пульсирующим потоком (с гребенчатой зубцовой зоной) для $f=8000$ Гц. В серию ВГО входят преобразователи мощностью 250 кВт с $f=2500$ Гц, 500 кВт с $f=1000...8000$ Гц и 1500 кВт с $f=2500$ Гц.

Индукторные генераторы применяются в сварочных агрегатах серий ПС и ПД, АДБ (генераторы серии ГД). Генераторы мощностью несколько десятков киловатт выполняются с крутопадающими внешними характеристиками для повышения устойчивости горения сварочной дуги и питают дугу через выпрямитель.

Индукторные генераторы с двусторонним возбуждением (см. рис. 3.19) используются на тракторах, а машины с двойным аксиальным зазором (см. рис. 3.24) представляют интерес как основной элемент бесконтактного двигателя постоянного тока (см. гл. 5) для тягового электропривода.

Индукторные генераторы используются в железнодорожном транспорте и на летательных аппаратах в качестве высоконадежных источников переменного тока небольшой мощности с частотой 400...6000 Гц. Их удельные массы на 40...60% больше, чем, например, у аналогичных бесконтактных генераторов с вращающимися выпрямителями (см. § 3.2), но надежность выше. На летательных аппаратах применяются также компактные коммутаторные генераторы повышенной частоты (5...10 кГц) мощностью 1...5 кВт·А при частотах вращения до 60 000 об/мин.

§ 3.5. Бесконтактные электрические машины с осевым возбуждением

В машинах этого типа возбуждение осуществляется от центрального токопровода, размещенного внутри полого вала. Ротор, как и в индукторных машинах, содержит помимо конструктивных элементов лишь простые магнитомягкие секторы, однако в отличие от ИМ магнитное поле в зазоре машин с осевым возбуждением может периодически изменять направление, что определяет лучшее использование магнитного потока. При этом для обеспечения бесконтактности в машинах с осевым возбуждением не требуются дополнительные нерабочие зазоры, как, например, в БЭМ с когтеобразными полюсами.

Машины с осевым возбуждением отличаются пониженным объемом стального магнитопровода и повышенным быстродействием регулирования. Благодаря простой конструкции ротора, а также возможности установить на нем сплошные прочностные обоймы машины допускают высокие частоты вращения. Машины с осевым возбуждением хорошо приспособлены для получения (или использования) высоких напряжений.

Недостатки машин связаны с повышенными потерями в обмотке возбуждения и усложненным способом ее намотки, с увеличенным диаметром вала и существованием заметного магнитного поля в зоне подшипников. Кроме того, особенностью рассматриваемых машин является необходимость боковой передачи механического момента, что несколько ограничивает возможность их использования. Однако во многих случаях машина и сопрягаемое с ней устройство (привод, нагрузка) должны иметь различные частоты вращения, что естественным путем обеспечивается с помощью боковой редукторной передачи.

Бесконтактные электрические машины с осевым возбуждением могут применяться в качестве автономных электрических генераторов повышенного напряжения при жестких ограничениях на наличие высших гармоник в кривой ЭДС. На базе трехфазных (многофазных) БЭМ с осевым возбуждением могут быть созданы бесконтактные высокооборотные синхронные двигатели.

Торцовые и цилиндрические БЭМ с осевым возбуждением. На рис. 3.26, а показана торцовая шестиполюсная синхронная машина с осевым возбуждением. Неподвижный торцовый якорь 1 машины выполнен из отдельных магнитно не связанных шихтованных модулей 2, в сквозные пазы между которыми уложена многофазная торцовая якорная обмотка 3. Модули 2 закреплены на статоре с помощью скоб 4. С двух сторон к якорю через рабочие зазоры примыкает ротор, выполненный в виде двух немагнитных дисков 6 с ферромагнитными секторами 7 и прочностными обоймами 5. Секторы правого диска сдвинуты по окружности на угол π/N относительно секторов левого диска, как показано пунктиром на по-

перечном разрезе машины (N — число секторов одного диска, равное в данном случае трем), причем тангенциальная длина секторов такова, что у левых и правых секторов имеются противолежащие вдоль оси участки — участки перекрытия (например, участок *абвг*). Боковые края секторов могут выполняться скошенными относительно радиуса для улучшения формы кривой ЭДС якоря. В секторах размещены проводники демпферной клетки 8, выполняющие также роль стяжных шпилек.

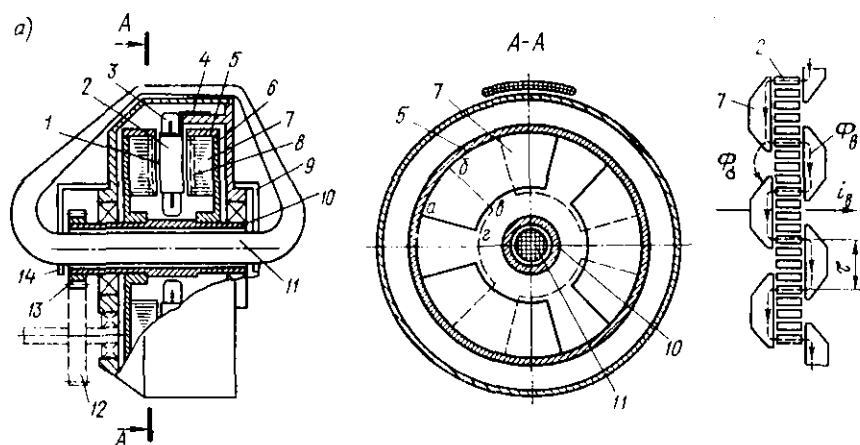


Рис. 3.26. Торцовая синхронная машина с осевым возбуждением (а) и разрезка ее активной зоны (б)

Диски 6 укреплены на полом валу 10, внутри которого находится неподвижный токопровод возбуждения 11, обтекаемый постоянным током. В качестве токопровода 11 можно применять одну из сторон замкнутой многовитковой катушки, закрепленной на статоре с помощью скоб 9 и 14. Катушку наматывают через полый вал или изготовляют из жгута изолированных проводников путем их соединения пайкой. Катушка может содержать штепсельный разъем на одном конце, через который осуществляется последовательное соединение витков и подвод питания. Если имеется токопровод постоянного тока, предназначенный для самостоятельных целей, то он может непосредственно использоваться для возбуждения машины.

Вал 10 соединен с приводом (в режиме генератора) или с нагрузкой (в режиме двигателя) через редукторную передачу с шестернями 12 и 13 или с помощью шкива. Машина может быть выполнена на подшипниках скольжения с разъемным статором и ротором, что упрощает намотку обмотки возбуждения.

При работе машины ток в обмотке возбуждения создает магнитный поток, замыкающийся тангенциально по секторам 7 и ак-

сиально через якорь на участках перекрытия левых и правых секторов. На развертке активной зоны машины пунктиром показана зигзагообразная магнитная линия потока возбуждения Φ_v , охватывающая токопровод 11 (рис. 3.26, б). Видно, что концевые участки секторов 7 приобретают чередующуюся по окружности магнитную полярность и становятся эквивалентными обычным магнитным полюсам. При вращении ротора наводится ЭДС в якорной обмотке, как в обычной синхронной машине.

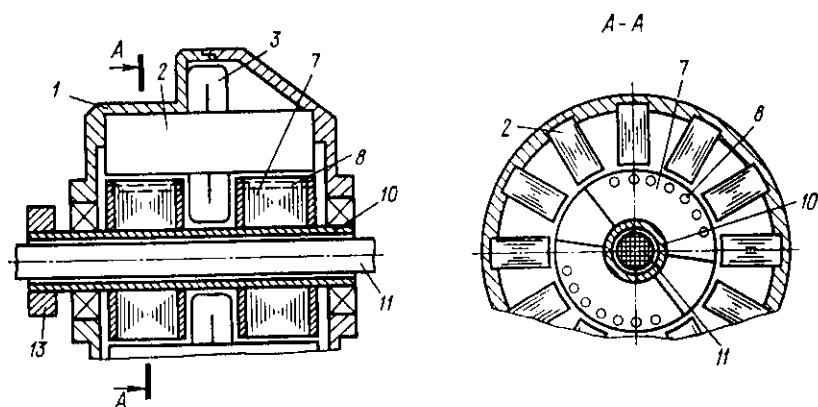


Рис. 3.27. Машина с осевым возбуждением в цилиндрическом исполнении

На рис. 3.27 представлена четырехполюсная трехфазная машина с осевым возбуждением в цилиндрическом исполнении с числом пазов на полюс и фазу $q=1$ и $N=2$ (обозначения такие же, как на рис. 3.26). В технологическом отношении эта машина проще, чем торцовая, однако объем магнитопровода в ней несколько больше, а допустимые окружные скорости ротора меньше, чем в торцовой конструкции.

Особенностью машин с осевым возбуждением является последовательное включение рабочих зазоров на пути магнитного потока и сосредоточение активной части обмотки возбуждения в одном валу. В обычных машинах каждому зазору под полюсом соответствует отдельная катушка возбуждения. При осевом возбуждении линии индукции основного потока замыкаются через секторы ротора и якорь, а внешние магнитопроводы отсутствуют. Поэтому объем стальных сердечников у машин с осевым возбуждением при прочих равных условиях примерно в 1,5...2 раза меньше, чем у аналогичных машин традиционного исполнения. В то же время объем обмотки возбуждения и потери в ней по сравнению с обычными синхронными машинами возрастают примерно в 2...2,5 раза из-за необходимости наружного замыкания осевого токопровода. Тот факт, что в машинах с осевым возбуждением пони-

жен объем стали и увеличен объем токопровода, может в некоторых случаях оказаться благоприятным с точки зрения наблюдаемой тенденции к внедрению интенсивных систем охлаждения, позволяющих уменьшить омические потери (в рассматриваемом случае такие системы, например, могут реализовываться на основе тепловых труб при жгутовой конструкции токопровода возбуждения и т. п.).

Совершенствование характеристик машин с осевым возбуждением может осуществляться путем размещения на общей замкнутой обмотке возбуждения нескольких машин (что снизит роль внешних токозамыкающих элементов) или использования для возбуждения имеющихся в энергоустановках силовых магистралей постоянного тока.

Расчет машин с осевым возбуждением основывается на классической теории синхронных машин. Для оценки главных размеров могут использоваться соотношения (1.44) и (3.21), в которых знаменатели содержат удвоенную линейную нагрузку, так как полюсы примыкают к якору с двух сторон. Специфика расчета БЭМ с осевым возбуждением связана с определением параметров цепи возбуждения. Для нахождения размеров токопровода возбуждения вначале определяют МДС возбуждения при холостом ходе*:

$$F_0 = (4/p_0) p B_g k_g k_{\mu} \delta. \quad (3.50)$$

Затем одним из известных методов (например, с помощью диаграммы Потье) находят кратность увеличения МДС при нагрузке. По полной МДС из очевидной формулы

$$F = (\pi d_b^2 / 4) k_s j_b \quad (3.51)$$

определяется диаметр токопровода возбуждения d_b при заданных плотности тока возбуждения j_b и коэффициенте заполнения k_s .

Магнитное поле рассеяния в машинах с осевым возбуждением проявляется главным образом в виде линий индукции, замыкающихся вокруг центрального токопровода через секторы ротора и тангенциальные зазоры между ними. Можно показать, что коэффициент магнитного рассеяния возбуждения k_g незначительно превышает k_s для обычных синхронных машин.

На базе осевого возбуждения могут быть реализованы коммутаторные и индукторные генераторы.

Коммутаторный генератор с осевым возбуждением. В однофазном коммутаторном генераторе с осевым возбуждением (рис. 3.28, а) якорь выполнен в виде сердечников 1, охваченных сосредоточенными катушками 2. Секторы ротора 3 подобны секторам на рис. 3.26 и каждый из них перекрывает два соседних сердечника 1. В полой валу размещен токопровод возбуждения 4. Как вид-

* Здесь даны общепринятые обозначения.

но из развертки активной зоны генератора (рис. 3.28, б), при вращении ротора поток в каждом сердечнике 1 пульсирует с изменением знака, наводя ЭДС в катушках 2. В отличие от известных коммутаторных генераторов (см. § 3.4) описанный генератор не относится к классу индукторных машин, поскольку магнитная индукция в каждой точке рабочего зазора меняется по направлению.

Генератор позволяет получать высокие выходные напряжения, так как его якорная обмотка выполнена в виде сосредоточенных катушек простой формы, размещаемых на отдельных взаимно изо-

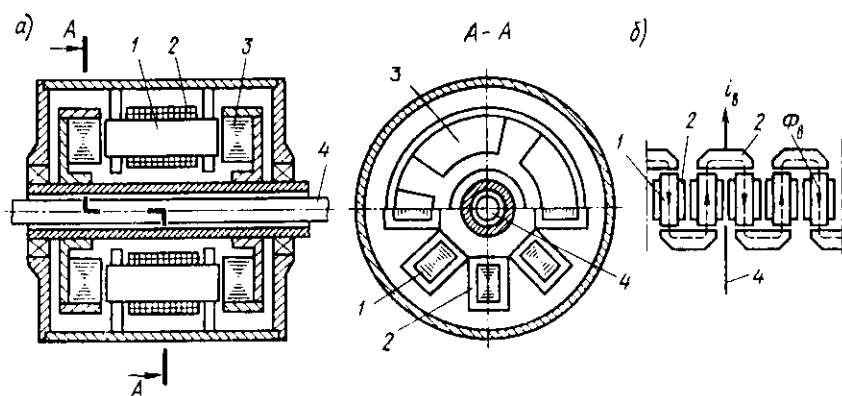


Рис. 3.28. Коммутаторный генератор с осевым возбуждением (а) и развертка его активной зоны (б)

лированных сердечниках. Активная часть генератора подобна трансформатору со стержневыми сердечниками, изолированными друг от друга с помощью рабочих зазоров машины. Ротор генератора имеет высокие допустимые частоты вращения благодаря сплошным прочностным обоймам, охватывающим секторы 3, что также способствует увеличению выходного напряжения.

Особенность генератора связана с периодическим изменением магнитной проводимости для потоков возбуждения и якоря при вращении ротора. Аналогичное явление может иметь место в индукторных машинах, поэтому рассмотрим его подробнее, заменив машину, показанную на рис. 3.28, близкой по физической структуре моделью, у которой обмотка возбуждения выполнена в виде катушек на каждом секторе ротора, причем длина катушки по окружности равна $\gamma\tau$ (τ — полюсное деление). Очевидно, что на длине $\gamma\tau$ МДС возбуждения изменяется линейно (как в неявнополюсной синхронной машине), а в пределах $(1-\gamma)\tau$ МДС постоянна. Если ввести координату x вдоль среднего диаметра секторов, то знакопеременная трапецеидальная кривая МДС имеет высоту

$$F_{\text{в max}} = i_{\text{в}} w_{\text{в}} / (4p), \quad (3.52)$$

соответствующую МДС на один полюс и один зазор, где p — число пар полюсов на сторону. Разложим кривую $F_{\text{в}}(x)$ в ряд и выделим первую гармонику, вращающуюся вместе с ротором и создающую основное поле возбуждения. В системе координат, связанной со статором,

$$F_{1\text{в}} = F_{1\text{вmax}} \cos(\omega t - \pi x/\tau), \quad (3.53)$$

где

$$F_{1\text{вmax}} = [8 \sin(\gamma\pi/2)/(\pi^2\gamma)] F_{\text{вmax}}; \quad (3.54)$$

$\omega = p\pi/30$ — угловая частота вращения ротора (эл. град/с) или циклическая частота изменения МДС возбуждения в фиксированной точке зазора.

Введем понятие магнитной проводимости $\Lambda_{\text{в}} = \Phi_{\text{в}}/F_{1\text{в}}$ для потока возбуждения. По сравнению с $F_{1\text{в}}$ проводимость $\Lambda_{\text{в}}$ относительно статора изменяется, очевидно, с удвоенной частотой, достигая максимума Λ_{max} , когда каждый сектор ротора симметрично перекрывает соседние сердечники якоря, и стремясь к нулю ($\Lambda_{\text{min}} \rightarrow 0$), когда середина сектора совпадает с осью сердечника. Пусть $\Lambda_{\text{в}}$ изменяется во времени по гармоническому закону, что легко осуществимо на практике

$$\Lambda_{\text{в}} = 0,5\Lambda_{\text{max}}(1 + \cos 2\omega t); \quad (3.55)$$

$$\Lambda_{\text{max}} = \mu_0 S_{\delta}/(k_{\mu}\delta), \quad (3.56)$$

где S_{δ} — площадь сечения сердечника якоря; k_{μ} — коэффициент насыщения магнитной цепи; δ — зазор.

От первой гармоники $F_{\text{в}}$ поток возбуждения в якоре

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{в}} = F_{1\text{в}}\Lambda_{\text{в}} = 0,5F_{1\text{вmax}}\Lambda_{\text{max}} [\cos(\omega t - \pi x/\tau) + \\ + 0,5 \cos(\omega t + \pi x/\tau) + 0,5 \cos(3\omega t - \pi x/\tau)]. \end{aligned} \quad (3.57)$$

Видно, что поток возбуждения в якоре имеет первую гармонику, вращающуюся вместе с ротором, гармонику обратного поля с половинной амплитудой и прямую гармонику утроенной частоты также с половинной амплитудой. Обратное поле и поле тройной частоты подавляются с помощью демпферной клетки. Из (3.57) с учетом (3.54) для основного поля имеем

$$\Phi_{1\text{вmax}} = \mu_0 \sin(\gamma\pi/2) i_{\text{в}} \omega_{\text{в}} S_{\delta}/(\pi^2 \gamma p k_{\mu} \delta). \quad (3.58)$$

Максимальный поток возбуждения в якоре при неподвижном роторе

$$\Phi_{\text{вmax}} = F_{\text{вmax}}\Lambda_{\text{max}} = i_{\text{в}} \omega_{\text{в}} \mu_0 S_{\delta}/(4 p k_{\mu} \delta). \quad (3.59)$$

С учетом (3.58) и (3.59) получим

$$\Phi_{1\text{вmax}}/\Phi_{\text{вmax}} = 4 \sin(\gamma\pi/2)/(\pi^2 \gamma) < 1. \quad (3.60)$$

Таким образом, первая гармоника потока возбуждения, обеспечивающая работу генератора с развитой демпферной клеткой, меньше максимального расчетного потока, т. е. поток недоиспользуется из-за пульсации Λ_b . Недоиспользование потока в генераторе меньше, чем в индукторных генераторах. Так, например, при $\gamma=0,4$ имеем $\Phi_{1b \max}/\Phi_{b \max}=0,6$, в то время как в индукторных машинах это отношение $0,3 \dots 0,4$.

Если перейти от потоков к индукции в зазоре с учетом соотношений $\Phi_{1b \max}=(2/\pi)B_{\delta 1} \tau h_c$ и $\Phi_{b \max}=B_{\delta} \alpha_c \tau h_c$ (h_c — радиальная высота сердечника), то легко получить

$$B_{\delta 1}/B_{\delta}=2\alpha_{\delta} \sin(\gamma\pi/2)/(\pi\gamma), \quad (3.60a)$$

где $B_{\delta 1}$ — амплитуда первой пространственной гармоники индукции в зазоре, вращающейся вместе с ротором; B_{δ} — максимальная индукция в зазоре исходного поля возбуждения при неподвижном роторе.

Записанные выше формулы содержат параметр γ , соответствующий длине фиктивной катушки возбуждения и в значительной мере являющийся неопределенным. Однако дробь $\sin(\gamma\pi/2)/\gamma$ при типичных значениях $\gamma \approx 0,2 \dots 0,5$ изменяется незначительно, поэтому в первом приближении (3.60) дает не только качественную, но и количественную оценку для $\Phi_{1b \max}$.

Пульсации потока могут вызвать перенапряжения и дополнительные потери в обмотке возбуждения, с которыми необходимо бороться известными методами. В машинах с осевым возбуждением пульсации потока относительно обмотки возбуждения можно ликвидировать, в частности, размещая на одной обмотке возбуждения несколько машин с соответствующим сдвигом фаз переменной составляющей потока в секторах.

Реакцию якоря в машинах с осевым возбуждением рассмотрим на примере коммутаторного генератора (рис. 3.28). Хотя генератор имеет конструкцию, близкую к явнополюсной, анализ реакции якоря в осях d и q затруднителен, так как магнитные проводимости Λ_d и Λ_q имеют сложную зависимость от времени. Как и для индукторных генераторов с пульсирующим магнитным потоком, более рационален подход, основанный на непосредственном выделении из МДС и потоков их первых гармоник, синхронно вращающихся вместе с ротором.

На один полюс приходится МДС якоря

$$F_a = \sqrt{2} I \omega_z \cos \omega t / (4p) = F_{am} \cos \omega t, \quad (3.61)$$

где ω_z — полное число витков обмотки якоря.

Вдоль оси x , соответствующей развертке окружности активной зоны πD , МДС якоря можно представить знакопеременными прямоугольниками с пульсирующей высотой F_a в пределах ширины

сердечника $b_c = \alpha_\delta \tau$, где $\alpha_\delta \approx 1 - \gamma$. Первая пространственная гармоника пульсирующей МДС

$$F_{a1n} = (4/\pi) \sin(\alpha_\delta \pi/2) F_{a\max} \cos \omega t \cos(\pi x/\tau).$$

Эта гармоника раскладывается на прямо бегущую волну, вращающуюся вместе с ротором, и обратно бегущую волну, подавляемую демпферной клеткой. Для прямой волны запишем

$$F_{a1} = \frac{2}{\pi} \sin \frac{\alpha_\delta \pi}{2} F_{a\max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right). \quad (3.62)$$

При вращении ротора магнитная проводимость на пути потока якоря меняется с двойной частотой от $\Lambda_{a\max} = \Lambda_{\max}$, когда сектор ротора перекрывает соседние сердечники якоря, до $\Lambda_{a\min}$, когда середина сектора совпадает с осью сердечника. В отличие от магнитной цепи возбуждения для цепи якоря $\Lambda_{a\min} \neq 0$, так как поток якоря при $\Lambda_a = \Lambda_{a\min}$ может замыкаться с торцов сердечников якоря через кромки и торцы секторов ротора, поэтому для функции $\Lambda_a(t)$ в отличие от (3.55) имеем

$$\Lambda_a = 0,5 \Lambda_{\max} [1 + k_\lambda + (1 - k_\lambda) \cos 2\omega t], \quad (3.63)$$

где $k_\lambda = \Lambda_{a\min}/\Lambda_{\max}$.

Поток якоря с учетом (3.62) и (3.63)

$$\Phi_a = F_{a1} \Lambda_a = (\sqrt{2}/4\pi p) \sin \frac{\alpha_\delta \pi}{2} I w_\tau \Lambda_{\max} \left[\left(1 + k_\lambda\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \right. \\ \left. + 0,5(1 - k_\lambda) \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) + 0,5(1 - k_\lambda) \cos\left(3\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) \right]. \quad (3.64)$$

Таким образом, амплитуда первой гармоники потока якоря

$$\Phi_{a1\max} = \sqrt{2} \sin \frac{\alpha_\delta \pi}{2} I w_\tau \Lambda_{\max} (1 + k_\lambda) / (4\pi p). \quad (3.65)$$

Электродвижущая сила реакции якоря

$$E_{a1} = \pi \sqrt{2} w_\tau f \Phi_{a1\max} = \sin \frac{\alpha_\delta \pi}{2} f I w_\tau^2 \Lambda_{\max} (1 + k_\lambda) / (2p). \quad (3.66)$$

Индуктивное сопротивление реакции якоря и его относительное значение соответственно:

$$X_a = E_{a1}/I; \quad X_{a*} = X_a I_{\text{ном}}/U_{\text{ном}},$$

где $I_{\text{ном}}$, $U_{\text{ном}}$ — номинальные значения тока и напряжения.

Линейная нагрузка

$$A_l = I_{\text{ном}} w_\tau / (2pl), \quad (3.67)$$

где l — осевая длина одной якорной катушки.

Параметр A_l легко приводится к линейной нагрузке для обычных машин

$$A = I_{\text{ном}} \omega_{\Sigma} / (\pi D) = 2p\lambda A_l / \pi.$$

Представляя номинальное напряжение в виде

$$U_{\text{ном}} = \pi \sqrt{2} \omega_{\Sigma} f \Phi_{\text{н1 max}} \quad (3.68)$$

и учитывая (3.60), (3.60а), (3.66), (3.67), получим

$$X_{a*} = \frac{\pi \mu_0 \gamma A_l l (1 + k_{\lambda}) \sin(\alpha_{\delta} \pi / 2)}{4 \sqrt{2} k_{\mu} B_{\delta \text{ном}} \delta \sin(\gamma \pi / 2)}, \quad (3.69)$$

где $B_{\delta \text{ном}}$ — индукция исходного поля возбуждения, при которой $E_{a1} = U_{\text{ном}}$.

Индуктивность рассеяния якоря X_{oa} для генератора может оцениваться так же, как индуктивность для стержневых реакторов.

Используя те же рассуждения, что и при выводе (1.44), получим основное расчетное уравнение рассматриваемого коммутаторного генератора в виде

$$D = \sqrt[3]{k_E S_{\text{ном}} / (k' p h^* \lambda n B_{\delta \text{ном}} A_l)}, \quad (3.70)$$

где $k' = \sqrt{2}(1 - \gamma) \sin(\gamma \pi / 2) / (15\gamma)$, $h^* = h_c / D$ — отношение высоты сердечника по радиусу к среднему диаметру активной зоны, $\lambda = l / D$, l — длина якорной катушки; $B_{\delta \text{ном}}$ — индукция исходного поля возбуждения (при $n=0$), при которой ЭДС реакции якоря равна номинальному напряжению; $A_l = I_{\text{ном}} \omega' / l$ — осевая линейная нагрузка, определяемая номинальным током якоря $I_{\text{ном}}$ и числом витков ω' одной якорной катушки.

Согласно оценкам генератор с осевым возбуждением торцовой конструкции (см. рис. 3.26) мощностью 100 кВ·А, работающий при температуре 200°C с частотой вращения 12 000 об/мин и окружной скоростью ротора 170 м/с, имеет при плотности тока 10 А/мм² коэффициент полезного действия $\eta = 0,86$ и полную удельную массу $m^* = 0,86$ кг/(кВ·А). Электромагнитная постоянная времени равна 0,05 с. Масса обмотки возбуждения составляет 23% полной массы генератора, а потери в ней — 7,2 кВт. Генератор имеет большой момент инерции и может использоваться как электромеханический накопитель или демпфер механических пульсаций при вращении от поршневого двигателя внутреннего сгорания.

Индукторный генератор с осевым возбуждением. Генератор содержит на статоре С-образные сердечники 1 с якорными катушками 2, а на роторе — магнитомягкие секторы 3 (рис. 3.29). В изображенном положении ротора поток возбуждения Φ_n , создаваемый центральным токопроводом, замыкается по пути с наименьшим магнитным сопротивлением и достигает максимального значения Φ_{max} . При повороте ротора на угол π / N (N — число секторов) поток в якорных сердечниках падает практически до нуля ($\Phi_{\text{min}} \rightarrow 0$)

и даже может становиться отрицательным, если секторы имеют заметную остаточную намагниченность. Этим рассматриваемый генератор отличается от обычного индукторного генератора, у которого $\Phi_{\min}/\Phi_{\max} \approx 0,3$. Коэффициент $k_e = 0,5 [1 - (\Phi_{\min}/\Phi_{\max})]$, равный отношению ЭДС индукторного генератора к ЭДС обычного синхронного генератора с тем же $\Phi_{\max}$, при осевом возбуждении составит примерно 0,5, т. е. заметно превысит k_e для известных конструкций (см. § 3.4).

Индукторный генератор с осевым возбуждением может быть выполнен трехфазным, если на роторе последовательно вдоль оси разместить три комплекта секторов со сдвигом на 120 эл. град. Высокооборотные конструкции индукторных генераторов с осевым возбуждением рационально выполнять в торцовом исполнении, при котором секторы ротора, охваченные наружной прочностной обоймой, обоими торцами примыкают к магнитно не связанным якорным сердечникам.

Согласно оценкам БЭМ с осевым возбуждением по своим массогабаритным показателям в ряде случаев конкурентоспособны по отношению к БЭМ с вращающимися выпрямителями, хотя и обладают более простой конструкцией ротора.

Машины с осевым возбуждением могут применяться в системах автоматики. Так, например, на их основе реализуется индукционная система синхронной передачи угла поворота или вращения. Для этого через полые валы двух машин с осевым возбуждением (двухполюсных), находящихся на расстоянии друг от друга, пропускается провод с переменным током (для этой цели удобно использовать уже имеющийся провод), а трехфазные обмотки на статоре у обеих машин (обмотки синхронизации в данном случае) соединяются пофазно. За счет электромагнитного взаимодействия роторы обеих машин будут стремиться занять одинаковое положение, и система становится подобной традиционной комбинации сельсина-датчика и сельсина-приемника.

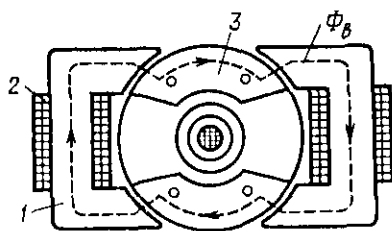


Рис. 3.29. Индукторный генератор с осевым возбуждением

§ 3.6. Оценка основных показателей синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением

По аналогии с § 2.11 можно наметить несколько вариантов приближенных оценок основных показателей синхронных генераторов с ОВ. Из-за большого многообразия подобных генераторов, описанных в настоящей главе, ограничимся общей моделью синхрон-

ного генератора с электромагнитным индуктором, выделяя лишь его наиболее характерные показатели и параметры.

Пусть заданы номинальная мощность генератора $S_{\text{ном}} = P_{\text{ном}}/\cos \varphi_{\text{ном}}$ и значение n (или j при фиксированном p). Тогда расчетная мощность $S = k_E S_{\text{ном}}$, где k_E оценивается по (2.57) для предварительно выбранного значения $X_{ad*} = X_{ad} I_{\text{ном}}/U_{\text{ном}}$. Задаваясь параметрами A , B_δ , λ согласно общим рекомендациям (см. § 1.3) можно найти D по (1.44), что соответствует первой расчетной схеме в § 2.11.

Если генератор рассчитывается на предельные механические нагрузки и задано значение v_{max} , то для нахождения D следует пользоваться формулой (1.48), что соответствует второй расчетной схеме в § 2.11.

При фиксировании кроме v_{max} электромеханической постоянной T_J (т. е. при изначальном учете механического быстродействия генератора), что согласуется с третьей расчетной схемой в § 2.11, значения D и λ находятся по (1.59), (1.60).

Если заданы значения T_J и n (вместо v_{max}), то параметр λ находится по (1.61), что соответствует четвертой расчетной схеме по классификации в § 2.11. Масса m^* оценивается по (1.64), (1.65).

Далее для выбранных значений b_n^* , $k_{\text{ип}}$, j_a находятся размеры h_n , h_n и другие и проводится расчет якоря в той же последовательности, что и в § 2.11, после чего при необходимости уточняется X_{ad*} по (2.47). Значение зазора $\delta' = k_\delta \delta$ определяется с помощью (1.49)

$$\delta' = \sqrt{2} \mu_0 \tau k_0 k_{ad} A / (X_{ad*} \pi k_p B_\delta), \quad (3.71)$$

$$\delta^{*''} = \mu_0 k_0 k_{ad} A / (\sqrt{2} X_{ad*} p B_\delta),$$

где для БЭМ, используемых в АЭУ, обычно $X_{ad*} < 2$.

Магнитодвижущая сила реакции якоря находится с учетом (1.6)

$$F_a = k_0 A D / \sqrt{2} p.$$

Число витков фазы якорной обмотки

$$\omega = k_E U_n / (\pi \sqrt{2} f k_0 B_\delta a_\delta \tau l). \quad (3.72)$$

Расчет электромагнитного индуктора основывается на формулах (1.14), (1.12), позволяющих найти МДС возбуждения при нагрузке F_b (на один полюс). Суммарное сечение проводов обмотки возбуждения (на полюс) $S_b = F_b / j_b$, где j_b — плотность тока возбуждения. Объем провода обмотки возбуждения (на полюс)

$$Q'_b \approx 2 S_b (l + a_p \tau).$$

Потери на возбуждение

$$\Delta p_b = \rho_t j_b^2 Q'_b (2p) = 4 \rho_t j_b^2 F_b (l + a_p \tau) p. \quad (3.73)$$

Характерное время переходного процесса при регулировании генератора оценивается по значению постоянной времени обмотки возбуждения в отсутствие демпфирующих контуров:

$$\tau_b = L_b R_b \approx \frac{\mu_0 S_n \alpha_p \tau l k_g}{2 \rho_l k_\mu \delta' (1 + \alpha_p \tau)} \quad (3.74)$$

Для неявнополюсного генератора можно задаться параметром γ_b (отношением обмотанной части ротора к πD), коэффициентом использования паза ротора $k'_{ин}$ и относительной шириной паза для укладки обмотки возбуждения $b'_{п*} = b'_{п}/t'_z$, где t'_z — пазовый шаг. После этого находится высота паза ротора

$$h'_n = S_n / [(\pi D / 2p) \gamma_b b'_{п*} k'_{ин}] \quad (3.75)$$

и отношение h'_n/D , которое не должно превышать допустимых пределов из конструктивных соображений.

Полученные данные позволяют определить напряжение на обмотке возбуждения по сечению ее провода, которое, в свою очередь, зависит от h'_n , $b'_{п*}$, $k'_{ин}$, j_b и числа пазов и проводников в пазу.

Далее можно приближенно оценить относительное продольное сопротивление генератора $X_{d*} = X_{ad*} + X_{oa*}$, отношение короткого замыкания (k_u/X_{d*}), кратность тока к з. $I_{к*} = F_{в*}/X_{d*}$, статическую перегружаемость $s = I_{к*}/\cos \varphi_{ном}$.

Потери и КПД генератора рассчитываются так же, как в § 2.11, с учетом дополнительных потерь в ОВ (Δp_b).

При предварительном расчете генератора с ОВ по третьей схеме коэффициент k_l может изменяться в широких пределах в зависимости от типа машины. В бесщеточных БЭМ $k_l \approx 1,5 \dots 2$ (в качестве активной длины учитывается длина пакета якоря основной синхронной машины без возбудителя и подвозбудителя), для БЭМ с когтеобразными полюсами $k_l \approx 2,5 \dots 3$.

В качестве примера рассчитан синхронный генератор по третьей расчетной схеме с теми же основными исходными данными, что и генераторы с ПМ в § 2.11: $P_{ном} = 10^5$ Вт; $m = 3$; $\cos \varphi_{ном} = 0,9$; $v_{max} = 120$ м/с; $T_J = 0,5$ с; $k_l = 1$; $u = 0,8$; $k_d = 0,85$; $b_{п*} = 0,5$; $k'_{ин} = 0,4$; $j_a = 12$ А/мм²; $j_b = 8$ А/мм²; $B_\delta = 0,7$ Тл. В отличие от генераторов с ПМ принимается $2p = 2$, что предполагает использование конструкции ротора для высокоскоростных машин, поперечное сечение которого приведено на рис. 3.30.

Получены следующие результаты: $D = 0,095$ м; $\lambda = 1,9$; $\delta = 1,3$ мм; $h_{п*} = 17$ мм; $Z = 18$; $q = 3$; $f = 400$ Гц; $n = 24$ 100 об/мин; $A = 4 \cdot 10^4$ А/м; $F_b = 3220$ А, $\tau_b = 0,34$ с, $I_{к*} = 1,42$; $X_{d*} = 1,9$; $X_{oa*} = 0,1$;

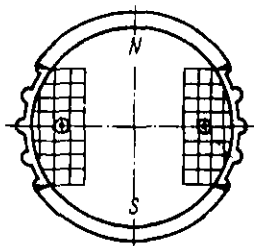


Рис. 3.30. Сечение ротора двухполюсной высокоскоростной машины

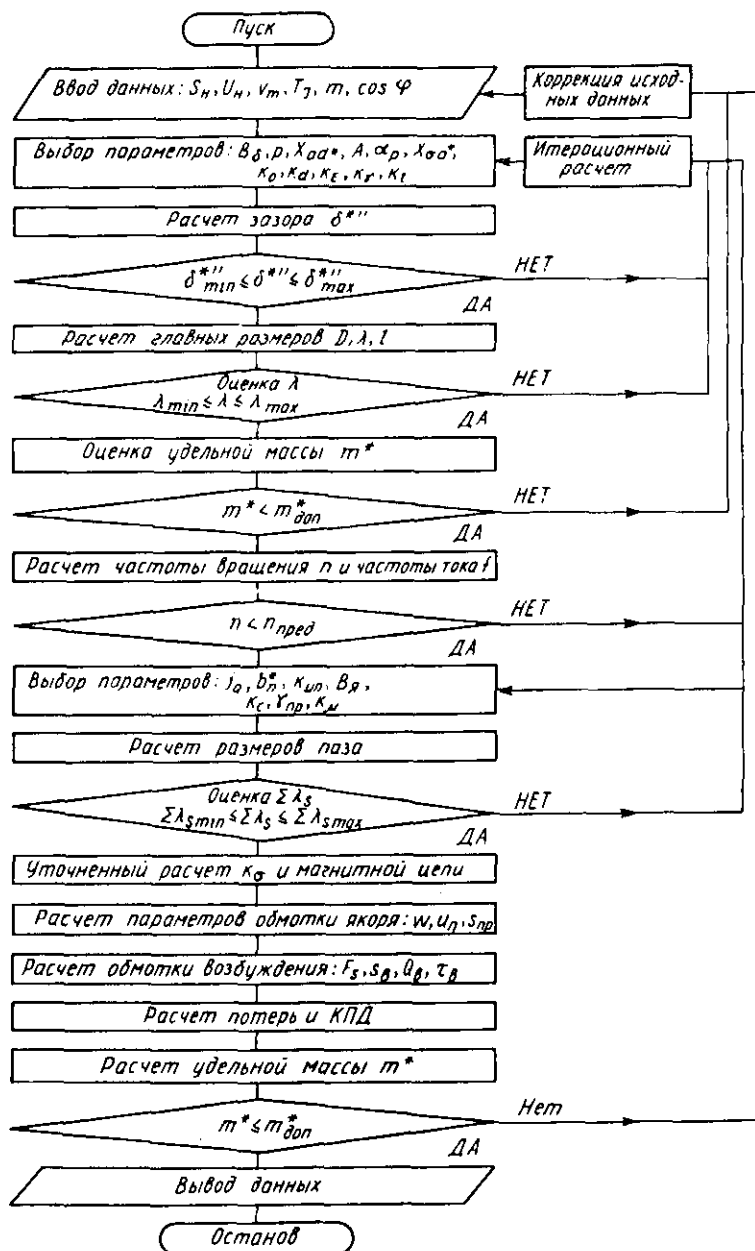


Рис. 3.31. Схема алгоритма расчета синхронного генератора с электромагнитным возбуждением

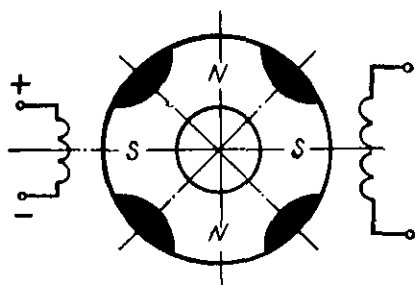
$\Sigma\lambda=2,4$. Потери составляют: $\Delta p_a=2020$ Вт; $\Delta p_v=900$ Вт; $\Delta p_z=$
 $=200$ Вт; $\Delta p_{\text{я}}=650$ Вт; $\Delta p_{\text{пов}}=2800$ Вт; $\Delta p_{\text{мех}}=5000$ Вт; $\Delta p_{\text{доб}}=$
 $=1000$ Вт; КПД $\eta=89\%$. Масса активных материалов $M_a=32$ кг. Полная масса (при $k_k=1,8$) $M=58$ кг, удельная масса $m^*=$
 $=0,58$ кг/кВт.

Таким образом, генератор с ОВ уступает по своим основным показателям аналогичным генераторам с ПМ (см. § 2.11). В реальных случаях генераторы с ОВ имеют $k_l > 1$, что приводит к дополнительному ухудшению их показателей. Однако то, что генераторы с ОВ могут уступать по основным показателям генераторам с ПМ, не снижает их высокой практической значимости благодаря хорошим регулировочным качествам.

Схема алгоритма приближенного расчета генератора с электромагнитным возбуждением приведена на рис. 3.31.

Вопросы для самопроверки

1. Перечислите типы возбудителей для БЭМ с вращающимися выпрямителями.
2. Почему вращающийся выпрямитель в БЭМ имеет защиту от перенапряжений?
3. Как можно регулировать напряжение бесщеточного генератора?
4. Какие ограничения существуют для геометрического фактора БЭМ $\lambda=l/D$?
5. Как строится схема замещения БЭМ с когтеобразными полюсами?
6. В чем главные отличия индукторной машины от синхронной?
7. Какие гармоники магнитной проводимости определяют действие реакции якоря в индукторных машинах?



**БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНЫ
С КОМБИНИРОВАННЫМ
ВОЗБУЖДЕНИЕМ**

§ 4.1. Общие положения

Как отмечалось, каждый из рассмотренных в гл. 2 и 3 основных классов БЭМ (с постоянными магнитами и обмотками возбуждения) имеет свои особенности. Бесконтактные электрические машины с постоянными магнитами не потребляют мощности на возбуждение, но плохо регулируются, а БЭМ с обмотками возбуждения обладают хорошими регулировочными качествами, но характеризуются заметными потерями на возбуждение.

Стремление сохранить положительные и ослабить негативные качества обоих классов БЭМ привело к созданию их гибрида — БЭМ с комбинированным возбуждением. Такие машины обычно используются в качестве генераторов, у которых рабочий магнитный поток создается за счет одновременного действия обмоток возбуждения (называемых также подмагничивающими обмотками) и постоянных магнитов. Магниты создают основную малоизменяющуюся часть потока возбуждения, а подмагничивающие обмотки создают дополнительный поток или управляют состоянием магнитного шунта, чем обеспечивается изменение суммарного рабочего потока и соответственно регулирование выходного напряжения в требуемых пределах или его стабилизация. Благодаря наличию постоянных магнитов мощность обмоток возбуждения и соответственно мощность регулирования в таких генераторах значительно меньше, чем у генераторов с чисто электромагнитным возбуждением.

Существуют разнообразные пути реализации генераторов с комбинированным возбуждением. Возможно их создание на базе син-

хронных машин с постоянными магнитами (см. гл. 2), в которых добавлено бесконтактное регулировочное звено, работающее в режиме управляемого магнитного шунта или подмагничивающего устройства, на базе машин с когтеобразными полюсами, индукторных машин, в которые введены постоянные магниты, и т. п. Включение МДС постоянных магнитов и подмагничивающих обмоток может осуществляться параллельно или последовательно.

Теоретическое исследование БЭМ с комбинированным возбуждением является сложной задачей, органически объединяющей теорию машин с ПМ и машин с электромагнитным возбуждением. Значительная роль в этих исследованиях принадлежит изучению структуры магнитных полей в сложных цепях, содержащих магнитомягкие и магнитотвердые сердечники.

Генераторы с комбинированным возбуждением обладают хорошими регулировочными качествами, высоким КПД, относительно малой удельной массой (особенно при использовании магнитов из редкоземельных материалов). Их применяют в автономных энергоустановках и, в частности, на летательных аппаратах.

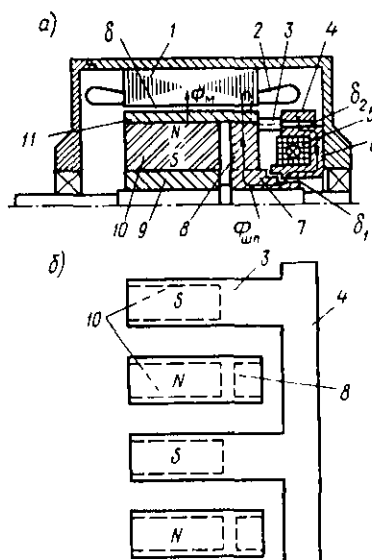


Рис. 4.1. Генератор с комбинированным возбуждением (а) и развертка наружной поверхности его ротора (б)

§ 4.2. Синхронные генераторы с комбинированным возбуждением

Наибольшее распространение получили генераторы комбинированного возбуждения на базе объединения основного генератора с радиально намагниченными постоянными магнитами (см. § 2.8) и вспомогательного бесконтактного генератора с внутризамкнутым потоком (см. § 3.3), выполняющего роль регулировочного звена.

На рис. 4.1, а показан генератор с призматическими постоянными магнитами и на рис. 4.1, б — плоская развертка наружной поверхности его ротора. На статоре генератора размещены шихтованный пакет якоря 1 с якорной обмоткой 2, кольцевая обмотка возбуждения (подмагничивания) 3 и магнитомягкая скоба 6. На роторе имеются постоянные магниты 10 с полюсными наконечниками 11, внутренняя магнитомягкая втулка 9, примыкающая к посто-

янным магнитам, втулка 7, отделенная от скобы 6 дополнительным зазором δ_1 , радиальные выступы 8 на втулке 7, кольцо 4, отделенное от скобы 6 дополнительным зазором δ_2 и имеющее аксиальные выступы 3. Радиальные выступы 8 смыкаются с наконечниками полюсов одной полярности (например, северных), а аксиальные выступы 3 — с наконечниками полюсов другой полярности (южных). Радиальные выступы 8 отодвинуты от постоянных магнитов на достаточное расстояние (существенно большее зазоров δ_1 и δ_2) во избежание магнитной не-

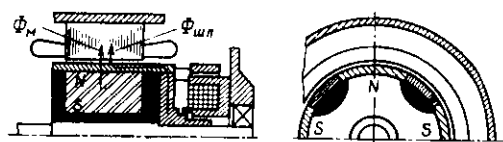


Рис. 4.2. Генератор с комбинированным возбуждением и укороченным якорем

симметрии цепей постоянных магнитов разной полярности. Пространство между магнитами и выступами залито прочным немагнитным сплавом.

Модификация генератора с укороченным якорем и постоянным магнитом

в виде звездочки приведена на рис. 4.2. Звездочка охвачена снаружи сварным цилиндром из немагнитных и магнитных участков (последние примыкают к полюсам звездочки). Радиальные выступы регулировочного звена на роторе сопрягаются через магнитные участки наружного цилиндра ротора с полюсами одной полярности, а аксиальные выступы регулировочного звена сопрягаются через магнитные участки цилиндра с полюсами противоположной полярности, как и для конструкции на рис. 4.1. Благодаря укороченному якорю индукция в рабочем зазоре возрастает.

Регулировочное звено в обеих конструкциях работает следующим образом. При обесточенной обмотке 5 (см. рис. 4.1) выступы 3 и 8 вместе с примыкающими к ним втулкой 7, скобой 6 и кольцом 4 образуют магнитный шунт, по которому замыкается часть потока магнитов Φ_M . Очевидно, что в этом режиме регулировочное звено как бы увеличивает магнитную проводимость рассеяния магнитов и уменьшает рабочий поток $\Phi_{\text{шп}}$, попадающий через основной зазор δ в якорь при наличии шунта. По мере увеличения МДС подмагничивающей обмотки $F_{\text{п}}$ отрицательный поток в шунте с подмагничиванием $\Phi_{\text{шп}}$ уменьшается и все большая часть Φ_M идет в якорь. Генератор работает в режиме управляемого магнитного шунта. Когда $F_{\text{п}}$ сравняется с МДС магнитов F_M , имеем $\Phi_{\text{шп}}=0$, а при дальнейшем росте $F_{\text{п}}$ поток $\Phi_{\text{шп}}$ станет положительным и будет идти через зазор δ в якорь, складываясь с Φ_M , как показано на рис. 4.1, а. Регулировочное звено при этом работает в режиме подмагничивания, а генератор — в режиме смешанного возбуждения.

Таким образом, в общем случае при наличии шунта с подмагничиванием рабочий поток, замыкающийся через зазор δ ,

$$\Phi_{\delta \text{ шп}} = \Phi_M - \Phi_o \pm \Phi_{\text{шп}},$$

где Φ_σ — обычный поток рассеяния магнитов; $\Phi_{\text{шп}}$ — поток в шунте с подмагничиванием, который может менять направление в зависимости от значения $F_{\text{п}}$.

Изменяя ток $I_{\text{п}}$ подмагничивающей обмотки, можно регулировать поток $\Phi_{\text{шп}}$, а следовательно, ЭДС и выходное напряжение генератора в требуемых пределах.

Анализ генератора с комбинированным возбуждением удобно проводить с помощью схемы замещения (рис. 4.3), отличающейся от рассмотренной ранее схемы для генератора с постоянными магнитами (см. рис. 2.17) наличием дополнительной ветви с $F_{\text{п}}$ и $\Lambda_{\text{ш}}$ ($\Lambda_{\text{ш}}$ — магнитная проводимость шунта). Для приближенных оценок пренебрежем рассеянием якоря ($\Lambda_{\sigma a} = 0$) и будем считать сердечник якоря ненасыщенным ($\Lambda_a \rightarrow \infty$).

Используя метод узловых потенциалов теории цепей, определим разность магнитных потенциалов между точками 1 и 2 схемы замещения:

$$U_{12} = (F_{\text{м.ф}} \Lambda_{\text{м}} + F_{\text{п}} \Lambda_{\text{ш}} + F'_{ad} \Lambda_{\delta}) / \Sigma \Lambda, \quad (4.1)$$

а затем найдем потоки с учетом их выбранных направлений:

$$\Phi_{\text{м}} = (F_{\text{м.ф}} - U_{12}) \Lambda_{\text{м}} = [F_{\text{м.ф}} (\Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\text{ш}} + \Lambda_{\delta}) - F'_{ad} \Lambda_{\delta} - F_{\text{п}} \Lambda_{\text{ш}}] (\Lambda_{\text{м}} / \Sigma \Lambda); \quad (4.2)$$

$$\Phi_{\text{шп}} = (F_{\text{п}} - U_{12}) \Lambda_{\text{ш}} = [F_{\text{п}} (\Lambda_{\text{м}} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\delta}) - F_{\text{м.ф}} \Lambda_{\text{м}} - F'_{ad} \Lambda_{\delta}] (\Lambda_{\text{ш}} / \Sigma \Lambda); \quad (4.3)$$

$$\Phi_{\delta \text{ шп}} = (U_{12} - F'_{ad}) \Lambda_{\delta} = [F_{\text{м.ф}} \Lambda_{\text{м}} + F_{\text{п}} \Lambda_{\text{ш}} - F'_{ad} (\Lambda_{\text{м}} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\text{ш}})] (\Lambda_{\delta} / \Sigma \Lambda), \quad (4.4)$$

где $\Sigma \Lambda = \Lambda_{\text{м}} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\text{ш}} + \Lambda_{\delta}$.

Если необходимо учесть $\Lambda_{\sigma a}$ и Λ_a , то вначале нужно заменить правую часть схемы замещения с элементами Λ_{δ} , $\Lambda_{\sigma a}$, Λ_a и F'_{ad} эквивалентной активной ветвью с МДС $F_{\Sigma} = F'_{ad} \Lambda_a / (\Lambda_a + \Lambda_{\sigma a})$ и последовательно включенной проводимостью $\Lambda_{\Sigma} = \Lambda_{\delta} (\Lambda_{\sigma a} + \Lambda_a) / (\Lambda_{\sigma a} + \Lambda_a + \Lambda_{\delta})$, а затем воспользоваться методом узловых потенциалов для расчета потоков $\Phi_{\text{м}}$, $\Phi_{\text{шп}}$, $\Phi_{\delta \text{ шп}}$.

Из (4.3) следует, что $\Phi_{\text{шп}} = 0$ при

$$F_{\text{п}} = F_{\text{по}} = (F_{\text{м.ф}} \Lambda_{\text{м}} + F'_{ad} \Lambda_{\delta}) / (\Lambda_{\text{м}} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\delta}). \quad (4.5)$$

Этот режим соответствует генератору с постоянными магнитами без регулировочного звена. Зависимости $\Phi_{\delta \text{ шп}}$, $\Phi_{\text{м}}$ и $\Phi_{\text{шп}}$ от $F_{\text{п}}$ при фиксированных значениях $F_{\text{м.ф}}$ и F'_{ad} показаны на рис. 4.4.

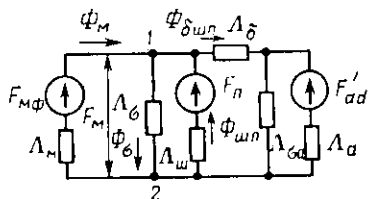


Рис. 4.3. Схема замещения магнитной цепи генератора с комбинированным возбуждением

Без учета рассеяния зависимость $\Phi_{\text{шп}} (F_n)$ — линейная. При $F_n < F_{n0}$ имеем $\Phi_{\text{шп}} < 0$ и регулировочное звено является магнитным шунтом. Когда $F_n > F_{n0}$ и $\Phi_{\text{шп}} > 0$, регулировочное звено становится подмагничивающим устройством и генератор работает в режиме смешанного возбуждения, при котором $\Phi_{\text{шп}}$ создается как магнитами, так и подмагничивающей обмоткой 3 (см. рис. 4.1). С ростом F_n поток $\Phi_{\text{шп}}$ линейно возрастает, но поток магнитов Φ_m падает, поскольку МДС F_n направлена навстречу F_m и стремится размагнитить магниты. Следовательно, предельные значения $F_n = F_{n.pr}$ должны быть согласованы с состоянием магнитов так, чтобы они не выводили рабочую точку на диаграмме магнита за пределы заданной линии возврата.

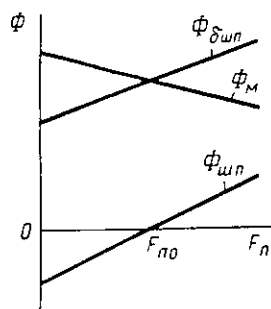


Рис. 4.4. Зависимости потоков в зазоре, магните и шунте от МДС подмагничивающей обмотки

Так как в рассматриваемых генераторах магниты подвергаются дополнительному размагничиванию со стороны F_n , то точка отхода номинальной линии возврата от основной кривой размагничивания располагается ниже, чем в генераторах с постоянными магнитами, стабилизированными токами к. з. (см. § 2.5).

Для построения внешних характеристик генератора комбинированного возбуждения с учетом магнитного рассеяния можно воспользоваться рабочей диаграммой магнита, рассмотренной в § 2.7 (см. рис. 2.14), добавив на ней характеристику регулировочного звена. При $F_n = 0$ такой характеристикой, очевидно, будет зависимость потока в шунте от МДС магнита: $\Phi_{\text{ш}} (F_m)$. Шунт в этом режиме, как отмечалось выше, подобен некоторой дополнительной проводимости рассеяния, поэтому согласно развитому в § 2.7 подходу зависимости $\Phi_{\text{ш}}^* (F_m^*)$ в относительных величинах соответствует луч в третьем квадранте, проведенный под углом $\alpha_{\text{ш}} = \arctg \Lambda_{\text{ш}}^*$ к оси абсцисс, где $\Lambda_{\text{ш}}^*$ — относительная магнитная проводимость цепи шунта с ненасыщенными сердечниками (рис. 4.5). Если провести все построения, которые обсуждались в § 2.7, с учетом дополнительного рас-

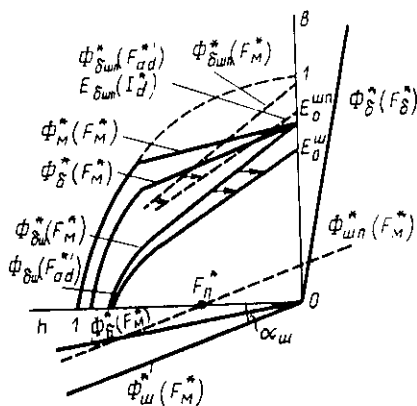


Рис. 4.5. Рабочая диаграмма магнита в генераторе с комбинированным возбуждением

сеяния в шунте (т. е. считая, что $\Phi_{\delta ш}^* = \Phi_m^* - \Phi_{\sigma}^* - \Phi_{ш}^*$), то можно найти зависимости $\Phi_{\delta ш}^*(F_m^*)$ и $\Phi_{\delta ш}^*(F_{ad}^{*'})$; построить внешнюю характеристику генератора сначала при чисто индуктивной, а затем при произвольной нагрузках. На рис. 4.6, а такая характеристика для режима активно-индуктивной нагрузки и $F_{\Pi} = 0$ представлена кривой 1.

При $F_{\Pi} > 0$ характеристика шунта должна строиться для действующей на шунт суммарной МДС $F = F_m - F_{\Pi}$ (см. рис. 4.3), т. е. в относительных величинах $\Phi_{шп}^*(F_m^*) = \Lambda_{ш}^*(F_m^* - F_{\Pi}^*)$. Соответствующая прямая проведена на рис. 4.5 пунктиром. Она параллельна исходному лучу $\Phi_{ш}^*(F_m^*)$ (т. е. наклонена к оси h под углом $\alpha = \arctg \Lambda_{ш}^*$) и пересекает ось абсцисс в точке F_{Π}^* , где F_{Π}^* — относительная МДС подмагничивания. Рабочий поток в зазоре при наличии шунта с подмагничиванием есть $\Phi_{\delta шп}^* = \Phi_m^* - \Phi_{\sigma}^* - \Phi_{шп}^*$, причем на диаграмме правее точки F_{Π}^* поток $\Phi_{шп}^*$ меняет

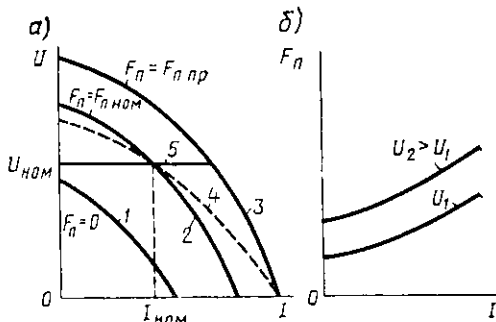


Рис. 4.6. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики генератора с комбинированным возбуждением

знак и должен прибавляться к разности $\Phi_m^* - \Phi_{\sigma}^*$. Таким образом, левее точки F_{Π}^* регулировочное звено генератора работает в режиме магнитного шунта, а правее — в режиме подмагничивания. При увеличении F_{Π}^* и смещении вверх линии $\Phi_{шп}^*(F_m^*)$ будут смещаться вверх также линии $\Phi_{\delta шп}^*(F_m^*)$ и $\Phi_{\delta шп}^*(F_{ad}^{*'})$, т. е. $E_{\delta шп}^*(I_{ad}^*)$. Это приведет к росту ЭДС холостого хода ($E_{0 шп}^* > E_{0 ш}^*$), соответственно тока к.з., т. е. к подъему внешней характеристики генератора.

При некотором номинальном значении $F_{\Pi} = F_{\Pi ном}$ внешняя характеристика проходит через точку с номинальным напряжением $U_{ном}$ и током $I_{ном}$ и является, таким образом, естественной номинальной внешней характеристикой (кривая 2 на рис. 4.6, а). Предельное положение внешняя характеристика, очевидно, займет при $F_{\Pi} = F_{\Pi пр}$ (кривая 3 на рис. 4.6, а). При $F_{\Pi} > F_{\Pi пр}$ произойдет необратимое размагничивание магнитов, поэтому такой режим недопустим. Регулировочное звено, как правило, получается наиболее компактным в случае, если в процессе регулирования потока $\Phi_{\delta шп}$ для поддержания напряжения постоянным при широком диапазоне изменения тока I оно работает как в режиме магнитного шунта (при малых нагрузках), так и в режиме подмагничивания (при больших нагрузках). Такое сочетание обоих режимов обеспечивается, в частности, если при $U = U_{ном}$ и $I = I_{ном}$ МДС якоря F'_{ad} тако-

ва, что, согласно (4.5), имеем $F_{\pi} = F_{\text{но}}$, т. е. в номинальном режиме $\Phi_{\text{шп}} = 0$. При этом рабочий поток в якоре $\Phi_{\delta} = \Phi_{\text{м}} - \Phi_{\delta}$ такой же, как в генераторе с постоянными магнитами без регулировочного звена, называемом *опорным генератором*. Его внешняя характеристика $U_{\text{оп}}(I_{\text{оп}})$ показана на рис. 4.6 пунктирной линией 4 для случая, когда опорный генератор обеспечивает те же значения $U_{\text{ном}}$ и $I_{\text{ном}}$, что и рассматриваемый генератор с комбинированным возбуждением.

Так как у опорного генератора всегда $\Phi_{\text{шп}} = 0$, его внешняя характеристика является границей областей с $\Phi_{\text{шп}} < 0$ и $\Phi_{\text{шп}} > 0$ для генератора с комбинированным возбуждением.

Естественные внешние характеристики генератора при фиксированных МДС F_{π} могут занимать три положения относительно внешней характеристики опорного генератора: располагаться ниже, выше и пересекать $U_{\text{оп}}(I_{\text{оп}})$. Очевидно, что в первом случае регулировочное звено работает в режиме магнитного шунта ($\Phi_{\text{шп}} < 0$), во втором — в режиме подмагничивания ($\Phi_{\text{шп}} > 0$), в третьем случае реализуются оба режима: часть характеристики $U(I)$ генератора выше точки ее пересечения с $U_{\text{оп}}(I_{\text{оп}})$ соответствует режиму подмагничивания, а часть $U(I)$ ниже этой точки — режиму магнитного шунта регулировочного звена (кривая 2 на рис. 4.6, а). Таким образом, в общем случае режим работы регулировочного звена при фиксированном значении F_{π} зависит от нагрузки генератора, т. е. от положения рабочей точки на его внешней характеристике. Чем больше ток генератора и соответственно МДС продольной реакции якоря F'_{ad} , тем сильнее при $F_{\pi} = \text{const}$ проявляется тенденция к переходу регулировочного звена в режим магнитного шунта. Это следует и из (4.5), поскольку с ростом F'_{ad} увеличивается $F_{\text{но}}$, т. е. граничная МДС подмагничивания, при которой $\Phi_{\text{шп}}$ изменяет знак.

Если генератор работает с регулятором, обеспечивающим $U = U_{\text{ном}} = \text{const}$ путем изменения F_{π} , то его внешняя характеристика — горизонтальный отрезок $U = U_{\text{ном}} = \text{const}$ между осью ординат и предельной кривой 3 (линия 5 на рис. 4.6, а). С ростом тока рабочая точка генератора за счет регулятора смещается вправо по линии 5, последовательно переходя на естественные внешние характеристики с возрастающими F_{π} . При этом в режимах недогрузки ($I < I_{\text{ном}}$) регулировочное звено работает в режиме магнитного шунта, поскольку рабочие точки находятся под кривой $U_{\text{оп}}(I_{\text{оп}})$, а в режимах перегрузки ($I > I_{\text{ном}}$) регулировочное звено обеспечивает подмагничивание генератора, поскольку рабочие точки лежат над кривой $U_{\text{оп}}(I_{\text{оп}})$.

Заметим, что генератор с комбинированным возбуждением имеет лучшие массогабаритные показатели, чем генератор с постоянными магнитами и подмагничивающей обмоткой.

Так как при смещении рабочей точки вдоль линии $U = U_{\text{ном}} = \text{const}$ значение F_{π} увеличивается, регулировочные характеристики генератора имеют вид кривых, приведенных на рис. 4.6, б. Их

возрастающий характер очевиден с физической точки зрения: чем больше нагрузка генератора, имеющая обычно активно-индуктивный характер и создающая размагничивающую реакцию якоря, тем больше подмагничивание требуется для сохранения $U = \text{const}$. Ток к.з. для генератора при $F_{\text{п}} = F_{\text{п.пр.}}$, определяемый точкой пересечения кривой 3 с осью абсцисс (рис. 4.6, а), должен, очевидно, быть близок или равен току к.з. опорного генератора (аналогичная точка для кривой 4), так как эти токи соответствуют предельно допустимому размагничивающему действию на постоянные магниты (см. § 2.4). С помощью простых построений легко показать, что при заданном коэффициенте мощности ($\cos \varphi = \text{const}$) внешние характеристики генератора становятся более выпуклыми с ростом $\Lambda_{\text{ш}}$, как показано на рис. 4.7 для случая $F_{\text{п}} = F_{\text{п.пр.}}$. В свою очередь, более выпуклым внешним характеристикам генератора соответствуют большие значения произведения UI , т. е. большие мощности. Следовательно, рационально иметь проводимость магнитного шунта $\Lambda_{\text{ш}}$ максимальной. Отсюда следует необходимость минимизации дополнительных зазоров δ_1 и δ_2 (см. рис. 4.1).

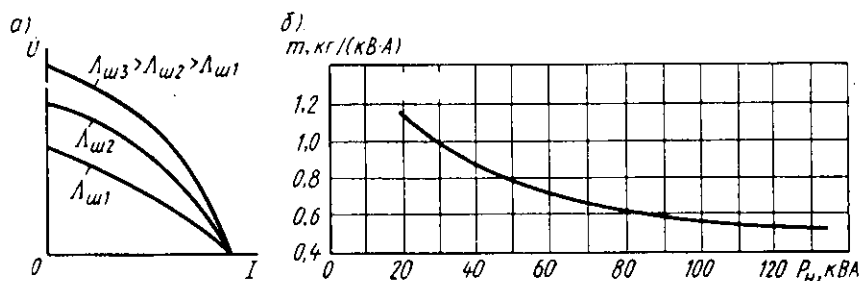


Рис. 4.7. Влияние магнитной проводимости шунта на внешние характеристики генератора с комбинированным возбуждением (а) и зависимость удельной массы генератора от мощности (б)

На рис. 4.7, б приведены характерные значения удельной массы генераторов с комбинированным возбуждением, показанных на рис. 4.1 и 4.2, согласно результатам исследований В. А. Балагурова и Ф. Ф. Галтева. Материал магнитов — сплав ЮНДК24 ($B_r = 1,35$ Тл, $H_c = 60$ кА/м); $f = 400$ Гц; $n = 8000$ об/мин.

Объем и масса регулировочного звена по отношению к объему и массе постоянных магнитов будут тем больше, чем шире пределы изменения нагрузки генератора в режиме $U = \text{const}$ или требуемый диапазон регулирования выходного напряжения. Обычно при заданной выходной мощности генератора стремятся минимизировать объем и массу регулировочного звена, так как удельная масса генератора с постоянными магнитами (основного генератора) меньше, чем генератора с внутризамкнутым потоком (регулирующего звена).

Для типичных конструкций генератора регулировочное звено рассчитывается так, что максимальные потоки $\Phi_{шп}$ не превышают 20...25% от общего значения потока. Если требуются большие потоки $\Phi_{шп}$ (при мощностях генератора более десятков киловатт), то рациональна двусторонняя конструкция генератора с комбинированным возбуждением, у которой регулировочное звено состоит из двух симметричных частей, располагающихся по обе стороны от ротора с постоянными магнитами (рис. 4.8). Обмотки подмагничивания имеют встречное направление тока.

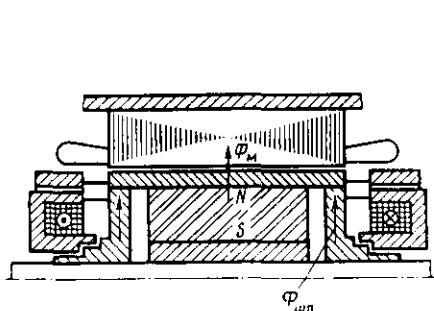


Рис. 4.8. Двусторонняя конструкция генератора с комбинированным возбуждением

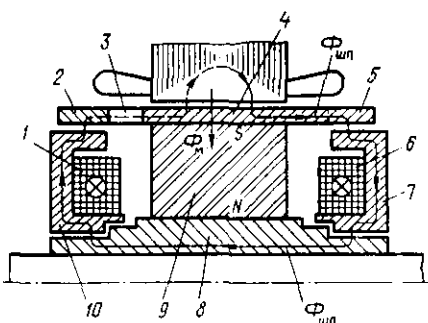


Рис. 4.9. Генератор с активным валом

При малых значениях $\Phi_{шп}$ хорошими массогабаритными показателями обладает конструкция генератора с активным валом (рис. 4.9). В таком генераторе на статоре имеются две согласные включенные подмагничивающие обмотки 1 и 6, а на роторе — постоянные магниты 9 и два кольца 2 и 5 с аксиальными выступами 3 и 4. Выступы 3 левого кольца переходят в полюсные наконечники магнитов одной полярности, а выступы 4 правого кольца — в наконечники магнитов противоположной полярности. Наружная часть вала 8 является магнитопроводящей. Когда обмотки обесточены, левая и правая скобы 10 и 7 выполняют роль магнитных шунтов для постоянных магнитов. При питании обмоток током необходимого значения создается подмагничивающий поток $\Phi_{шп}$, который идет вдоль оси через вал, затем через дополнительные зазоры и левую скобу попадает в аксиальные выступы и полюсные наконечники одной магнитной полярности, через рабочий зазор направляется в якорь, складываясь с потоком магнитов Φ_m , потом через рабочий зазор входит в полюсные наконечники другой полярности и через правую скобу и дополнительные зазоры возвращается в вал.

Комбинированное возбуждение можно реализовать в генераторах с главными полюсами когтеобразной формы. На рис. 4.10

приведен эскиз генератора с кольцевым постоянным магнитом 1 и когтеобразными полюсами 2, аналогичного генератору с ротором, изображенным на рис. 2.21, а. В отличие от последнего у рассматриваемого генератора полюсы одной полярности имеют удлиненную форму, а втулка полюсов другой полярности снабжена консолью 3. К консоли 3 и удлиненным полюсам 2 через дополнительные зазоры примыкает скоба 4 с подмагничивающей обмоткой 5. Принцип действия генератора аналогичен принципу действия рассмотренного выше генератора с радиально намагниченным ротором (см. рис. 4.1).

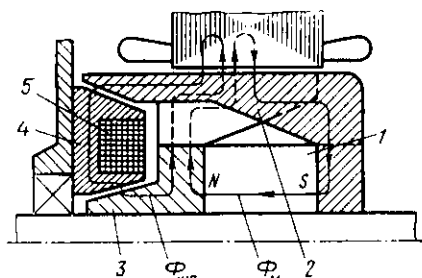


Рис. 4.10. Генератор с комбинированным возбуждением и когтеобразными полюсами с внутризамкнутым потоком

Еще одну модификацию генератора комбинированного возбуждения можно получить, если в генераторе с когтеобразными полюсами и внешнезамкнутым потоком (см. рис. 3.10) поместить между шайбами ротора кольцевой магнит с осевым намагничиванием (рис. 4.11, а). При обесточенных обмотках основной магнитный поток замыкается так же, как на рис. 2.21, а, а корпус выполняет роль наружного магнитного шунта. При увеличении тока

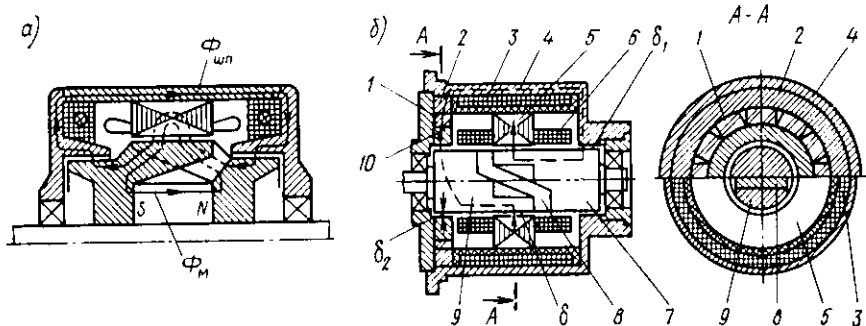


Рис. 4.11. Генератор с постоянным магнитом на роторе (а) и магнитами на статоре (б) с внешнезамкнутым потоком подмагничивания

в обмотках генератор переходит в режим смешанного возбуждения, когда часть рабочего потока создается магнитом, как на рис. 2.21, а, а часть — обмотками, как на рис. 3.10. Недостатки генератора — увеличенная масса (примерно в 2 раза по сравнению с генератором,

показанным на рис. 4.1) и повышенное рассеяние из-за наличия наружного магнитопровода.

Более надежен генератор комбинированного возбуждения с внешнезамкнутым магнитопроводом и постоянными магнитами на статоре, показанный на рис. 4.11, б (двухполюсное исполнение). Призматические постоянные магниты 1 намагничены радиально и создают МДС F_m , складывающуюся последовательно с МДС F_n обмотки возбуждения (подмагничивания) 3. Ротор выполнен в виде правого 7 и левого 8 ферромагнитного блоков (полувазов) с аксиальными выступами, разделенными немагнитной прокладкой 8. Под действием суммарной МДС $F_m + F_n$ создается поток Φ , магнитная линия которого, показанная пунктиром, замыкается так: магнит 1 — кольцо 2 — корпус 4 — дополнительный зазор δ_1 — полувал 7 — рабочий зазор δ — пакет якоря 5 — зазор δ — полувал 9 — дополнительный зазор δ_2 — кольцо 10 — магнит 1. Поскольку выступы полувазов приобретают противоположную магнитную полярность, при вращении ротора наводится ЭДС в якорной обмотке 6. Изменяя F_n , т. е. создавая по отношению к МДС магнитов некоторую дополнительную размагничивающую $\Delta F_{\text{разм}}$ или намагничивающую $\Delta F_{\text{нам}}$ МДС, можно менять положение рабочей точки магнита на линии возврата и магнитный поток (см. рис. 2.7).

При последовательном включении МДС магнитов и обмотки подмагничивания облегчаются условия самовозбуждения генератора, так как при обесточенной обмотке значительная часть потока магнитов направляется в рабочий зазор, а не шунтируется, как при параллельном включении подмагничивающего звена. Однако обмотка в этом случае должна развивать повышенную МДС, поскольку создаваемый ею поток проходит через постоянные магниты с большим магнитным сопротивлением. Потери в подмагничивающей обмотке из-за этого возрастают. Вследствие сложной конфигурации цепи потоки рассеяния магнитов будут значительными.

Во всех рассмотренных генераторах с комбинированным возбуждением на подмагничивающую обмотку подается питание через регулятор постоянного тока, который обычно получают от трансформаторно-выпрямительного блока, подключаемого к якорной цепи. Таким образом, для создания подмагничивающего тока вначале переменный ток преобразуется по напряжению и выпрямляется, затем с его помощью создается стационарный магнитный поток, который приводится во вращение синхронно с постоянными магнитами механическим путем за счет отдельного магнитопровода сложной конфигурации на роторе. Вследствие большого числа промежуточных звеньев в цепи питания ПО, обладающих повышенной электромагнитной инерционностью из-за существенного объема стальных сердечников (в том числе нешихтованных), быстродействие регулирования оказывается невысоким.

Возможно создание подмагничивающего звена на переменном токе, что позволяет несколько упростить его конструкцию и электрическую схему, а также повысить быстродействие регулирования. Подмагничивающая обмотка при этом выполняется распределенной с теми же числами фаз и полюсов, что и якорная обмотка, и подключается через регулятор к якорной цепи. Поэтому подмагничивающий поток вращается синхронно с ротором, содержащим основной магнитоэлектрический индуктор. Этот поток через дополнительный зазор с помощью несложных конструктивных приемов направляется в рабочий зазор. Регулирование суммарного магнитного потока в рабочем зазоре такой машины может обеспечиваться не только изменением тока подмагничивания, но и его фазы.

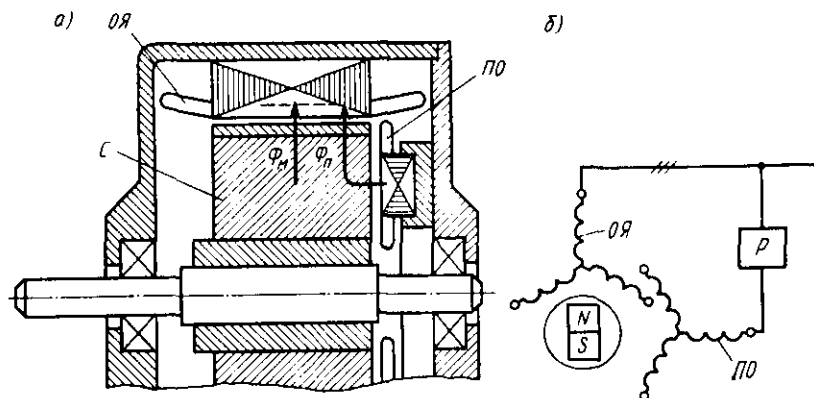


Рис. 4.12. Генератор с постоянными магнитами и подмагничивающей обмоткой переменного тока (а) и его электрическая схема (б)

Одна из возможных конструкций генератора с питанием ПО переменным током показана на рис. 4.12, а, а его упрощенная электрическая схема — на рис. 4.12, б. Ротор генератора содержит тангенциально намагниченные магниты с магнитомягкими секторами между ними и полностью идентичен ротору на рис. 2.22, б. На статоре размещены обмотка якоря ОЯ и плоская подмагничивающая обмотка ПО, уложенная в радиальных пазах витого сердечника и примыкающая через аксиальный зазор к торцу ротора. Ее питание осуществляется через регулятор Р (фазорегулятор) от цепи ОЯ (рис. 4.12, б). Поскольку числа фаз и полюсов якорной и подмагничивающей обмоток одинаковы, последняя создает подмагничивающий поток $\Phi_{\text{п}}$, вращающийся синхронно с ротором. Если полюсы потока $\Phi_{\text{п}}$ располагаются напротив магнитомягких секторов ротора С (между магнитами), то основная часть $\Phi_{\text{п}}$ замыкается через рабочий зазор и якорь, складываясь с потоком магнитов $\Phi_{\text{м}}$. Регулируя переменный ток в ПО или его фазу,

можно изменять полный поток в якоре и ЭДС генератора. При обесточенной ПО ее сердечник выполняет роль магнитного шунта для ПМ генератора. Подмагничивающая обмотка может укладываться на вспомогательном цилиндрическом сердечнике, непосредственно примыкающем к рабочему зазору.

Недостатки генераторов с подмагничивающей обмоткой переменного тока — повышенное потребление реактивной мощности на создание вращающегося потока, увеличенная масса подмагничивающего звена.

§ 4.3. Индукторные генераторы с комбинированным возбуждением

В высокоскоростных установках могут использоваться индукторные генераторы с комбинированным возбуждением. Наиболее просто они реализуются путем добавления постоянных магнитов к известным конструкциям индукторных генераторов.

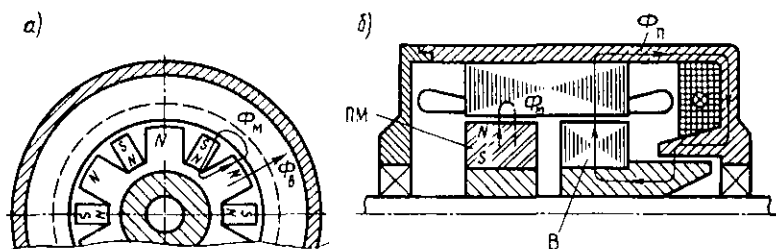


Рис. 4.13. Генератор с постоянными магнитами между роторными выступами (а) и генератор с постоянными магнитами и индукторным подмагничивающим звеном (б)

В качестве примера на рис. 4.13, а приведен поперечный разрез индукторного генератора, идентичного по конструкции генератору на рис. 3.18, а, у которого в полостях между выступами ротора помещены призматические постоянные магниты, прикрепленные к ротору с помощью заливки немагнитным сплавом. Наружные поверхности ПМ имеют полярность, противоположную одноименной полярности роторных выступов. Основная часть линий потока постоянных магнитов Φ_m замыкается в поперечной плоскости (на рис. 4.13, а), складываясь с потоком Φ_b в роторных выступях от обмотки возбуждения. Некоторая часть Φ_m замыкается в продольном направлении через втулку ротора, дополнительный зазор $\delta_{доп}$ (см. рис. 3.18, а) и корпус, причем при согласном направлении поперечных потоков Φ_m и Φ_b в рабочем зазоре (δ_{min}) их направления во втулке и корпусе противоположны, что обеспечивает уменьшение неиспользуемой постоянной составляющей потока.

Другой вариант реализации той же идеи, но с увеличенной ролью постоянных магнитов, иллюстрируется на рис. 4.13, б. Здесь постоянные магниты выполнены в виде автономного блока на роторе, идентичного одной из известных конструкций ротора с ПМ, например «звездочке» (см. § 2.8), а индукторное подмагничивающее звено, создающее подмагничивающий поток Φ_n и полностью идентичное по конструкции машине, показанной на рис. 3.18, а, примыкает к постоянным магнитам. Число выступов B на роторе вдвое меньше числа ПМ, поскольку все выступы имеют одинаковую магнитную полярность.

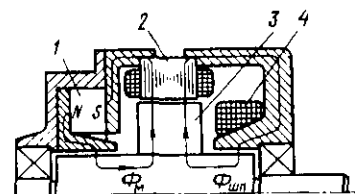


Рис. 4.14. Индукторный генератор с кольцеобразным постоянным магнитом

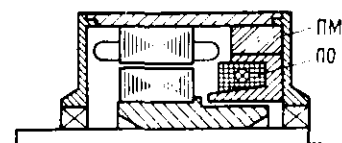


Рис. 4.15. Генератор комбинированного возбуждения с последовательным включением МДС

Недостатки конструкций генераторов, изображенных на рис. 4.13, связаны с размещением постоянных магнитов на роторе, а также с заметной асимметрией магнитных цепей.

Более рациональна конструкция индукторного генератора с ПМ на статоре (рис. 4.14). Генератор представляет собой однопакетный одноименнополюсный ИГ (см. рис. 3.18, а), к которому добавлен блок с кольцеобразным постоянным магнитом 1 на статоре, намагниченным аксиально. Он создает постоянную МДС, включенную параллельно с регулируемой МДС обмотки возбуждения 4 (подмагничивания). К торцам магнита примыкают магнитомягкие кольца соответствующей формы, с помощью которых поток магнита Φ_m направляется в радиальные выступы ротора 3 и якорь 2, где он складывается с потоком подмагничивания $\Phi_{шп}$ от обмотки возбуждения. При обесточенной обмотке 4 индукторная часть генератора является магнитным шунтом для постоянного магнита. В таком генераторе постоянный магнит имеет простую форму и расположен на статоре, а его МДС распределена идентично с МДС подмагничивающей обмотки относительно якоря.

Улучшенное самовозбуждение может обеспечиваться при последовательном включении МДС магнитов и подмагничивающей обмотки (ПО), так как при обесточенной ПО поток магнитов не шунтируется, а почти полностью направляется в рабочий зазор. Естественно, ПО в этом случае должна развивать большую МДС,

чем при параллельном включении магнитов и подмагничивающей цепи, поскольку магнитное сопротивление магнитов велико. В качестве примера схемы с последовательным включением МДС магнитов и ПО на рис. 4.15 приведен эскиз однопакетного индукторного генератора с односторонним комбинированным возбуждением, который выполнен на базе генератора, изображенного на рис. 3.18, а. В отличие от последнего у генератора на рис. 4.15 к С-образному магнитопроводу, охватывающему ПО, примыкают прismaticкие радиально-намагниченные постоянные магниты ПМ. Рабочий поток в зазоре Φ_{δ} определяется суммарной МДС $F_m + F_{\text{п}}$, поэтому его можно регулировать, изменяя $F_{\text{п}}$. Потери в ПО у такого генератора больше, чем у генераторов с параллельным включением МДС магнитов и ПО.

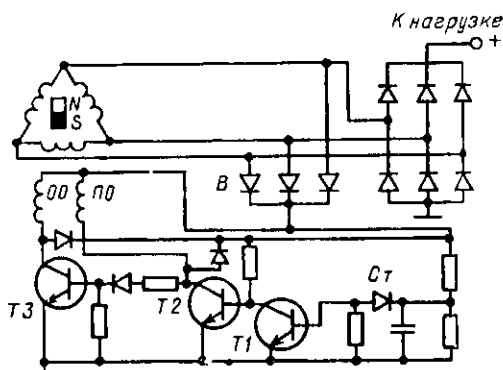


Рис. 4.16. Схема стабилизации напряжения с помощью регулятора напряжения

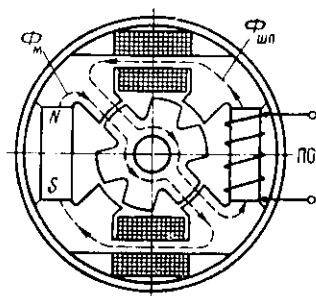


Рис. 4.17. Коммутаторный генератор с комбинированным возбуждением

Рассмотрим в качестве примера схему стабилизации напряжения этого генератора с помощью вибрационного полупроводникового регулятора (рис. 4.16). Аналогичные регуляторы используются и для других типов генераторов с комбинированным возбуждением. Регулировочное звено генератора содержит две обмотки: одна (прямая обмотка ПО) создает МДС, направленную согласно с МДС постоянных магнитов, а вторая (обратная обмотка ОО) — встречную МДС. Поочередное питание обеих обмоток осуществляется от якорной цепи через выпрямитель В, стабилизатор Ст и транзисторы $T1...T3$. Когда напряжение генератора U ниже номинального $U_{\text{ном}}$, Ст закрыт, поэтому закрыт $T1$, что приводит к включению $T2$, протеканию тока через ПО и соответственно повышению U . При $U > U_{\text{ном}}$ открывается Ст, $T1$ включается, а $T2$ отключается, что вызывает включение $T3$. Ток течет через ОО, вызывая снижение U , после чего снова Ст и $T1$ закрываются, и т. д.

Хорошие результаты дает использование комбинированного возбуждения в коммутаторных генераторах, которые могут быть отнесены к классу индукторных машин (см. § 3.4). На рис. 4.17 показан эскиз такого генератора, подобного по принципу действия генератору, изображенному на рис. 3.23, б. Разница между обоими генераторами связана с заменой одного из постоянных магнитов магнитомягким шихтованным сердечником и подмагничивающей обмоткой *ПО*. При отсутствии тока в обмотке ее сер-

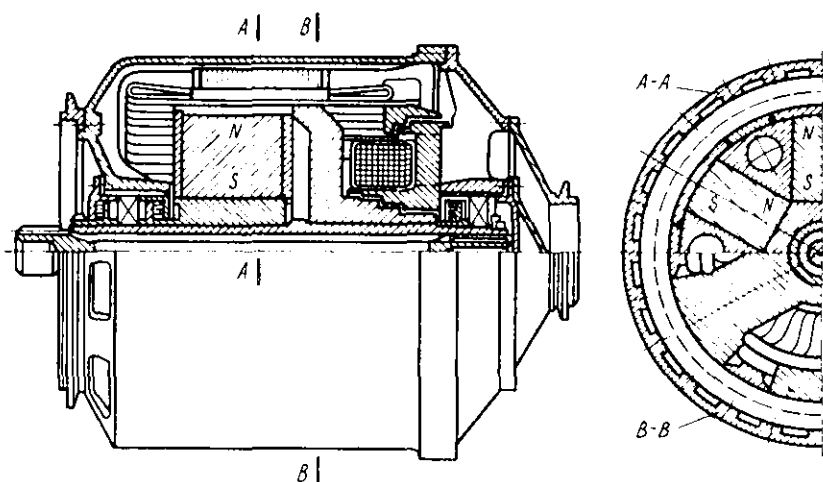


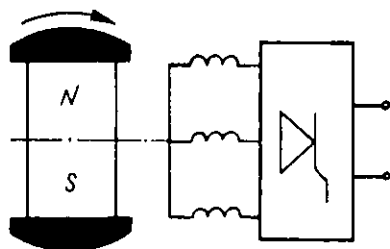
Рис. 4.18. Продольный разрез генератора с укороченным ярком

дечник вместе с сердечниками якорных обмоток является магнитным шунтом, препятствующим замыканию потока магнита через коммутатор на роторе. При этом поток, сцепленный с якорными обмотками, практически не меняется при вращении ротора и ЭДС в них не наводится. По мере увеличения тока в *ПО* все большая часть потока магнитов Φ_m замыкается через коммутатор вместе с потоком подмагничивания шунта $\Phi_{шп.}$, уменьшается постоянная составляющая потока в якоре и возрастает его переменная составляющая, обеспечивающая наведение рабочей ЭДС. При равенстве МДС магнита и обмотки постоянная составляющая потока в якоре исчезает и при вращении ротора происходит симметричное переключение потока в якорных обмотках с изменением его направления, как и в генераторах, показанных на рис. 3.23.

Недостатки генераторов со смешанным возбуждением связаны в основном с усложненным конструктивным исполнением. На рис. 4.18 показан продольный разрез генератора с укороченным ярком, соответствующий схеме на рис. 4.2.

Вопросы для самопроверки

1. Что такое опорный генератор?
2. Перечислите режимы регулировочного звена в БЭМ с комбинированным возбуждением.
3. Как строится схема замещения магнитной цепи БЭМ с комбинированным возбуждением?
4. Как усовершенствовать генератор с внешнезамкнутым потоком, превратив его в генератор с комбинированным возбуждением?
5. Какие особенности связаны с параллельным и последовательным включением подмагничивающего звена по отношению к постоянным магнитам?



БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНЫ
ПОСТОЯННОГО ТОКА

§ 5.1. Общие положения

Разноименнополюсная электрическая машина постоянного тока по своей физической природе является преобразователем энергии более сложного типа в сравнении с машиной переменного тока. Это связано с тем, что в проводниках якорной обмотки, находящихся попеременно под магнитными полюсами разной полярности, наводится переменная ЭДС и течет переменный ток, а напряжение и ток внешней по отношению к машине цепи — постоянные. Следовательно, между якорем машины и внешней цепью должен помещаться преобразователь рода тока, что приводит к усложнению конструкции машины. В качестве преобразователя рода тока долгое время использовался и широко используется в настоящее время коллектор. Поскольку одной из целей разработки БЭМ является ликвидация коллектора как наиболее уязвимо-го звена машины, рассмотрим его конструкцию подробнее. Обычно коллектор представляет собой закрепленный на роторе цилиндрический блок (рис. 5.1), набранный из множества проводящих пластин 1, стянутых с помощью нажимных фланцев 2 и 3 и отделенных друг от друга и от фланцев изоляционными прокладками 4. Пластины 1 соединены с секциями обмотки якоря, размещаемой на роторе. К наружной поверхности коллектора примыкают щетки, закрепленные на статоре в специальной щеточной траверсе и соединенные с выходными зажимами. При большом числе пластин коллектора и секций ОЯ электромагнитная структура внутренней цепи машины между щетками сохраняется практически неизменной при вращении ротора, так как одни движущиеся

пластины и секции непрерывно сменяются другими (полностью подобными). Поэтому напряжение на щетках и ток в них являются постоянными. В то же время в секциях ОЯ магнитное поле периодически меняется, поэтому напряжение и ток в секции переменные. Если машина работает как генератор, то коллектор является

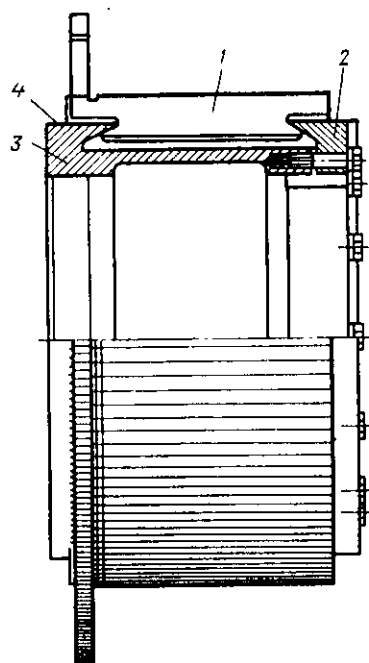


Рис. 5.1. Коллектор электрической машины

механическим выпрямителем, преобразующим переменный ток ОЯ в постоянный ток внешней цепи. В режиме двигателя коллектор выполняет роль механического инвертора, преобразующего подводимый извне постоянный ток в переменный ток ОЯ. Создание коллектора в 60...70 годах XIX в. было большим достижением инженерной мысли и определило более чем на столетие структуру конструкции машин постоянного тока. Ясно, однако, что коллектор был и остается одним из наиболее сложных узлов электрической машины, обладающим пониженной надежностью и существенно ограничивающим области использования электрических машин постоянного тока.

В некоторых случаях, когда для коллекторных машин искусственно созданы благоприятные условия, они могут успешно применяться в специальных уникальных механизмах. Так, например, известный советский луноход имел ходовую часть на основе автономных мотор-колес с герметизированными отсеками, в которых размещались

приводные коллекторные двигатели, питаемые от солнечных батарей. Однако подобные примеры не влияют на общее развитие перспективных направлений электромашиностроения, связанных с переходом к БЭМ.

В настоящее время вследствие интенсивного развития полупроводниковой техники имеются благоприятные возможности замены коллектора полупроводниковыми преобразователями. Благодаря этому появился, быстро совершенствуется и внедряется в практику новый класс электромеханических преобразователей — бесконтактных электрических машин постоянного тока, представляющих органическое объединение собственно электрической машины и электронного полупроводникового преобразователя. В бесконтактных генераторах постоянного тока — вентильных генераторах (ВГ) — преобразователем является полупроводниковый вып-

рямитель, который может быть реализован на базе как неуправляемых, так и управляемых вентилях. В бесконтактных вентильных двигателях постоянного тока (ВДПТ) преобразователем является полупроводниковый инвертор на базе управляемых полупроводниковых элементов.

Есть все основания ожидать, что БЭМ с полупроводниковыми коммутаторами будут быстро совершенствоваться и постепенно вытеснять из практики коллекторные машины.

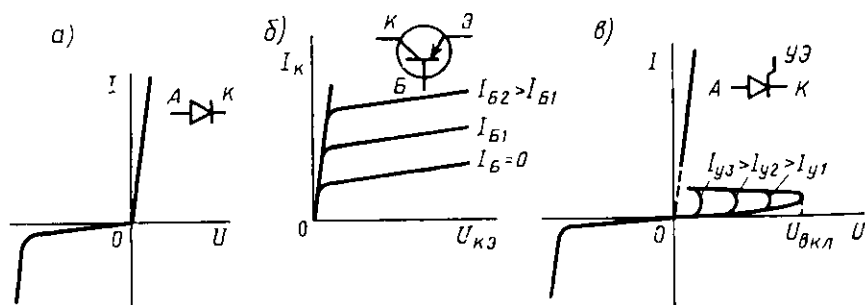


Рис. 5.2. Вольт-амперные характеристики диода (а), транзистора (б), тиристора (в)

Вентильные машины постоянного тока не только становятся конкурентоспособными по отношению к коллекторным машинам, но и могут использоваться в условиях, вообще исключающих применение коллекторных машин (при низком давлении, в присутствии химически активных и агрессивных сред, в высокоскоростных установках с газовыми или магнитными подшипниками и т. п.).

Полупроводниковые элементы составляют существенную часть БЭМ постоянного тока и в значительной степени определяют прогресс в их развитии.

В неуправляемых полупроводниковых преобразователях используются кремниевые диоды, содержащие один $p-n$ -переход и два электрода — анод и катод. Из вольт-амперной характеристики диода (рис. 5.2, а) следует, что он проводит ток при прямой полярности приложенного напряжения (анод А — положительный, катод К — отрицательный) и практически заперт при допустимом обратном напряжении. В настоящее время выпускаются диоды на токи до нескольких килоампер при обратных напряжениях $U_{обр}$ до нескольких киловольт. Диоды допускают значительные перегрузки по току ($\sim 10\ldots 100$ -кратные в течение 0,01 с).

В управляемых полупроводниковых преобразователях небольшой мощности (до нескольких киловатт) применяют транзисторы, содержащие два $p-n$ -перехода и три электрода — эмиттер, коллектор и базу. Вольт-амперная характеристика транзистора показана

на рис. 5.2, б. Подавая напряжение на базу B транзистора и меняя ток базы I_B , можно резко увеличивать его коллекторный ток I_K при заданном прямом напряжении $U_{KЭ}$ между коллектором K и эмиттером $Э$. Таким образом, практически можно включать или отключать транзистор в произвольные моменты времени, подавая и снимая потенциал с его базы, поэтому транзистор является полностью управляемым полупроводниковым прибором. Транзисторы обладают малой перегрузочной способностью. В нашей стране выпускаются транзисторы на токи до нескольких десятков ампер и напряжения $U_{KЭ}$ до сотен вольт. Осваиваются транзисторы на токи до сотен ампер. Работа транзисторов при обратных напряжениях U_{KB} нерациональна, так как они имеют большие обратные токи.

При значительных мощностях управляемого полупроводникового преобразователя в нем используются тиристоры, содержащие три p - n -перехода и три электрода (анод A , катод K и управляющий электрод $УЭ$). Вольт-амперная характеристика тиристора показана на рис. 5.2, в. При прямом приложенном напряжении на тиристоре и создании в нужный момент времени достаточного тока через управляющий электрод I_U напряжение включения $U_{вкл}$ тиристора становится малым и он включается, пропуская рабочий ток в прямом направлении. В отличие от транзистора тиристор не полностью, а лишь частично управляемый прибор, поскольку его отключение не может осуществляться в произвольный момент времени с помощью управляющего электрода. Для отключения тиристора необходимо создать паузу рабочего тока (10...30 мкс). Созданию такой паузы способствуют естественные процессы в цепях переменного тока, когда рабочий ток периодически падает до нуля. Если же тиристор требуется отключить при наличии тока в рабочей цепи, то приходится обеспечивать его коммутацию за счет дополнительных схемных элементов, создающих в нем паузу тока.

Отечественная промышленность выпускает тиристоры до нескольких килоампер при $U_{обр}$ до нескольких киловольт. Тиристоры допускают значительные перегрузки по току. Успешно осваивается выпуск симметричных тириستоров — симисторов, обладающих симметричными вольт-амперными характеристиками при изменении полярности приложенного напряжения.

Общей особенностью БЭМ постоянного тока является то, что они могут не удовлетворять принципу обратимости электромеханических преобразователей, согласно которому любая машина допускает работу как в режиме генератора, так и двигателя. Это связано с электрической несимметрией цепей полупроводникового преобразователя, проявляющейся в однонаправленном протекании тока. Например, вентильный генератор на неуправляемых диодах не может работать в режиме двигателя, предполагающем изменение направления тока в цепи ОЯ. В то же время при использо-

вании управляемых клапанов машина может работать как генератором, так и двигателем, т. е. принцип обратимости выполняется.

Органическое объединение электрической машины и полупроводникового преобразователя приводит к специфическим особенностям рабочих процессов и характеристик БЭМ постоянного тока, рассмотрению которых и посвящена настоящая глава.

§ 5.2. Рабочие процессы в клапанных генераторах

Процессы в клапанных генераторах (ВГ) зависят от их структуры, коммутации клапанов и реакции якоря.

Структура ВГ. Клапанный генератор состоит из бесконтактного генератора (БГ) и объединенного с ним полупроводникового выпрямителя (ПВ). Типы БГ и ПВ должны быть согласованы. Если в качестве БГ применяется генератор с постоянными магнитами (см. гл. 2), то рационально использовать управляемый ПВ, обеспечивающий регулирование и стабилизацию выходного напряжения. Схема управления подобного ПВ должна предусматривать также быстрый и надежный сброс выходного напряжения генератора при коротких замыканиях, поскольку магнитный поток генератора в отличие от БГ с обмотками возбуждения не может быть резко снижен.

При использовании в качестве БГ одного из генераторов с обмотками возбуждения ПВ может быть неуправляемым и управляемым. В первом случае ПВ прост и надежен, а напряжение регулируется изменением тока в обмотке возбуждения генератора. В аварийных режимах этот ток сбрасывается до нуля (гашение поля). Недостатком регулирования напряжения только с помощью тока возбуждения является его невысокое быстродействие из-за больших электромагнитных постоянных времени цепи возбуждения. Во втором случае, когда используются управляемые ПВ, напряжение может регулироваться как током возбуждения, так и управлением ПВ, что придает схеме регулирования гибкость и быстродействие, однако ПВ становится более сложным.

Основная специфика ВГ связана с наличием в нем ПВ, поэтому рассмотрим вначале особенности работы ПВ.

Процессы коммутации. Внешние характеристики ПВ и ВГ. Обычно бесконтактный генератор выполняется многофазным. Для

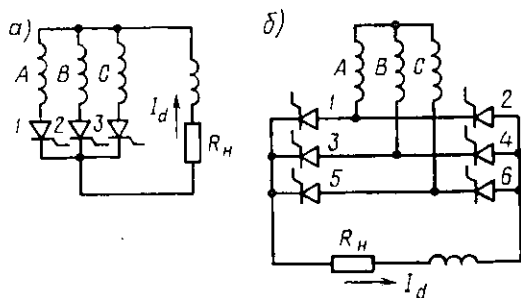


Рис. 5.3. Схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом (а) и мостового типа (б)

выпрямления тока применяют многофазные ПВ с нулевым выводом или мостовые ПВ на диодах или тиристорах.

Рассмотрим работу наиболее типичных для ВГ трехфазных выпрямителей с нулевым выводом (рис. 5.3, а) и мостового типа (рис. 5.3, б).

Пусть ПВ, подключенный к синхронному генератору, работает на активно-индуктивную нагрузку, при которой выпрямленный ток можно считать сглаженным и непрерывным ($I_d = \text{const}$), что обычно обеспечивается на практике, а вентили ПВ являются управляемыми, т. е. позволяют осуществлять задержку их включения по сравнению с моментом подачи на них прямого напряжения.

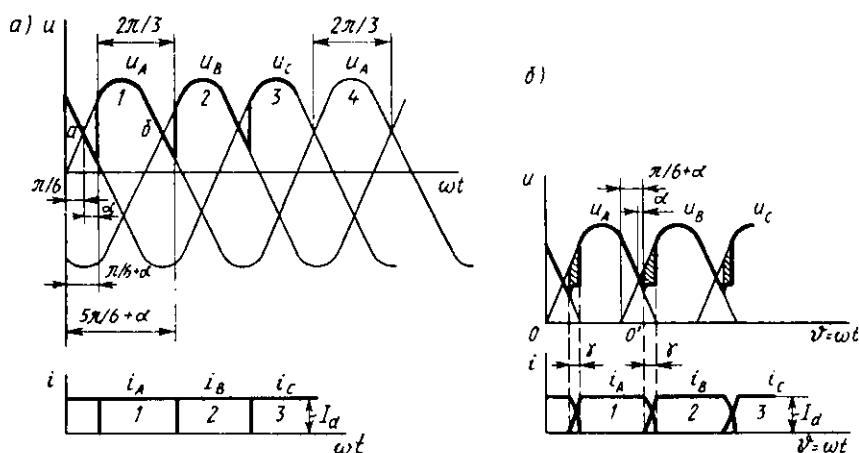


Рис. 5.4. Временные диаграммы фазных напряжений и токов для выпрямителя с нулевым выводом при мгновенной коммутации вентилей (а) и при конечном времени коммутации (б)

В схеме с нулевым выводом будем считать, что активное сопротивление якорной обмотки равно нулю. Тогда на выходе явнополюсного генератора, согласно (1.4), действует напряжение* $\dot{U} = \dot{E}_0 - jX_d I_d - jX_q I_q$ или $\dot{U} = \dot{E}_0 - jX_d I_d$ для неявнополюсного генератора. Временные диаграммы фазных напряжений (u_A, u_B, u_C) и токов (i_A, i_B, i_C) приведены на рис. 5.4, а. При отсутствии регулирования вентили переключаются в точках пересечения кривых фазных напряжений $u_A(\omega t), u_B(\omega t), u_C(\omega t)$ — включается тот вентиль, у которого на аноде положительный потенциал больше, чем у других вентилей, находящихся в отключенном состоянии. Например, в точке а включается вентиль 1 (см. рис. 5.3, а) и отключается

* В дальнейшем следует различать обозначения выпрямленного тока I_d и продольного тока якоря I_a .

вентиль 3, поскольку после включения вентиля 1 к вентилю 3 приложено обратное напряжение $u_A - u_C$ и происходит его естественная коммутация. В точке б включается вентиль 2 и т. д. Номера работающих вентилях показаны на соответствующих участках синусоид $u(\omega t)$. Благодаря поочередному включению вентилях, пропускающих ток в определенном направлении, осуществляется выпрямление переменного тока ОЯ. В схеме с нулевым выводом вклад в выпрямленное напряжение дают только положительные полуволны кривых $u(\omega t)$, причем каждая фаза и соответствующий вентиль работают в течение $1/3$ периода.

Пусть теперь ПВ работает в регулируемом режиме, т. е. вентили включаются с некоторым запаздыванием, которое определяется на временной диаграмме углом управления α (рис. 5.4, а). Тогда для рассматриваемого идеального случая среднее выпрямленное напряжение

$$U_d = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_{(\pi/6)+\alpha}^{(5/6)\pi+\alpha} \sqrt{2}U \sin \omega t d(\omega t) = (3\sqrt{6}/2\pi) U \cos \alpha, \quad (5.1)$$

где U — действующее значение фазного напряжения обмотки якоря.

Таким образом, меняя α , можно регулировать выпрямленное напряжение ВГ. При мгновенном переключении (коммутации) вентилях токи в них имеют ступенчатый характер и смыкаются в точках переключения (рис. 5.4, а).

В реальных случаях индуктивное сопротивление при переключении вентилях не равно нулю, поэтому время, за которое ток в отключаемом вентиле спадает от I_d до 0, а во включаемом вентиле нарастает от 0 до I_d , будет конечным. На временной диаграмме напряжений этому периоду, называемому *периодом коммутации*, соответствует угол коммутации γ (рис. 5.4, б). При одновременной работе вентилях 1 и 2 (см. рис. 5.3, а) ветви с обмотками фаз А и В включены параллельно и напряжение на их концах одинаковое. Поэтому, если пренебречь активными сопротивлениями обмоток и вентилях, имеем $u_A - L_K di_A/dt = u_B - L_K di_B/dt$ или

$$u_A - X_K di_A/d(\omega t) = u_B - X_K di_B/d(\omega t), \quad (5.2)$$

где L_K и $X_K = \omega L_K$ — индуктивность и индуктивное сопротивление обмотки фазы во время коммутации.

Сопротивление коммутации X_K соответствует ЭДС самоиндукции, наводимой в обмотках быстро изменяющимися магнитными потоками во время коммутации. Поскольку это время мало, потоки, соответствующие X_K , замыкаются примерно по тем же путям, что и потоки при внезапном коротком замыкании генератора (см. § 1.2). Поэтому параметр X_K имеет порядок X_d'' . Более точный анализ показывает, что процесс коммутации вентилях близок по

своей физической природе к начальной стадии внезапного двух-
фазного короткого замыкания генератора и

$$X_k \approx 0,5 (X_d' + X_2). \quad (5.3)$$

Здесь X_2 — индуктивное сопротивление обратного следования фаз,
приближенно выражаемое через X_d'' и X_q'' , в виде

$$X_2 \approx 0,5 (X_d' + X_q''). \quad (5.4)$$

Поэтому окончательно

$$X_k \approx 0,25 (3X_d' + X_q''). \quad (5.5)$$

Поскольку обычно X_q'' не сильно отличается от X_d'' , в более гру-
бом приближении согласно (5.5)

$$X_k \approx X_d'. \quad (5.6)$$

В оценочных расчетах часто принимают значение X_k равным ин-
дуктивному сопротивлению рассеяния якорной обмотки $X_{\sigma a}$.

Так как $i_A + i_B = I_d = \text{const}$, то

$$di_A/d(\omega t) = -di_B/d(\omega t), \quad (5.7)$$

поэтому согласно (5.2)

$$2X_k di_B/d(\omega t) = u_B - u_A. \quad (5.8)$$

Будем отсчитывать координату $\vartheta = \omega t$ от точки $0'$ (рис. 5.4, б),
тогда

$$u_B = \sqrt{2}U \sin [\vartheta + (\pi/6) + \alpha]; \quad u_A = \sqrt{2}U \sin [\vartheta + (\pi/6) + \alpha + (2\pi/3)],$$

откуда следует, что

$$u_B - u_A = \sqrt{6}U \sin (\vartheta + \alpha). \quad (5.9)$$

Решением (5.8) с учетом (5.9) и граничного условия $i_B = 0$ при
 $\vartheta = 0$ будет

$$i_B = (\sqrt{6}U/2X_k) [\cos \alpha - \cos (\vartheta + \alpha)]. \quad (5.10)$$

Поскольку при $\vartheta = \gamma$ период коммутации завершается и $i_B = I_d$,
из (5.10) имеем

$$\cos (\gamma + \alpha) = \cos \alpha - 2X_k I_d / (\sqrt{6}U). \quad (5.11)$$

Легко видеть, что длительность коммутации γ тем больше, чем
больше коммутационное индуктивное сопротивление обмотки якоря
 X_k и ток нагрузки I_d .

Для неуправляемого ПВ, когда $\alpha = 0$,

$$\cos \gamma = 1 - 2X_k I_d / (\sqrt{6}U). \quad (5.12)$$

С ростом α угол γ уменьшается.

Уравнение (5.10) можно записать для номинального режима в безразмерном виде, если поделить обе его части на I_d и ввести действующий фазный ток в виде $I_{ном} = k_i I_d$:

$$i^*(\theta) = i(\theta)/I_d = \frac{\sqrt{6}k_i}{2X_{к*}} [\cos \alpha - \cos(\theta + \alpha)], \quad (5.13)$$

где k_i — коэффициент преобразования тока, $X_{к*} = X_k I_{ном}/U_{ном}$ — относительное индуктивное коммутационное сопротивление.

На рис. 5.5 приведены кривые $i^*(\theta)$ для $k_i = 0,8$ и различных α при типичных значениях $X_{к*} = 0,1$ (сплошные линии) и $X_{к*} = 0,2$ (пунктирные линии). Рост α и снижение $X_{к*}$ приводят к уменьшению γ — угла, при котором $i^*(\theta)$ достигает единицы. При $\alpha \approx 10 \dots 15^\circ$ зависимости $i^*(\theta)$ становятся близкими к прямым линиям, а при $\alpha = 0^\circ$ их кривизна существенна. На этом основании при инженерных расчетах часто аппроксимируют кривую $i(\theta)$ в период коммутации параболой $i(\theta) = I_d(\theta/\gamma)^2$ для неуправляемых ПВ ($\alpha = 0^\circ$) или линейной зависимостью $i(\theta) = I_d(\theta/\gamma)$ для управляемых ПВ ($\alpha \approx 10^\circ$).

Напряжение на коммутирующих вентилях u_γ равно полусумме напряжений отключающейся и включающейся фазы. Действительно, согласно (5.2)

$$u_\gamma = u_A - X_k di_A/d\theta;$$

$$u_\gamma = u_B - X_k di_B/d\theta.$$

Складывая оба выражения и деля результат на 2, с учетом (5.7) получим

$$u_\gamma = 0,5(u_A + u_B). \quad (5.14)$$

Таким образом, во время коммутации напряжение снижается по сравнению с напряжением включающейся фазы, которое действовало бы без коммутации. Например, во время коммутации вентилях 1 и 2 выходное напряжение ВГ уменьшается на $X_k di_B/d\theta$. Для схемы на рис. 5.3, а снижение напряжения при коммутации характеризуется зачерненными участками между соответствующими кривыми напряжений на рис. 5.4, б. Коммутация возникает с периодич-

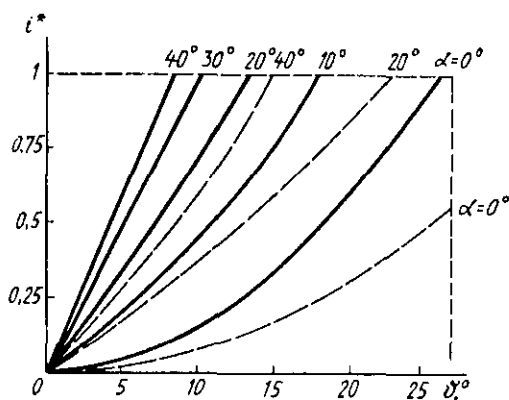


Рис. 5.5. Изменение коммутационного тока во времени для ВГ

ностью $2\pi/3$, поэтому из-за коммутации среднее значение потерь выпрямленного напряжения

$$\Delta U_K = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_0^{\gamma} [X_K di_B/d\vartheta] d\vartheta,$$

откуда с учетом условия $i_B = I_d$ при $\vartheta = \gamma$ следует

$$\Delta U_K = (3/2\pi) X_K I_d. \quad (5.15)$$

Окончательно, с учетом (5.1) среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = (3\sqrt{6}/2\pi) U \cos \alpha - (3/2\pi) X_K I_d. \quad (5.16)$$

Формула (5.16) описывает внешнюю характеристику ПВ с нулевым выводом. Падение напряжения U_d тем сильнее, чем больше X_K . Увеличение α приводит к снижению U_d .

Коммутационные процессы при выводе формул (5.10) и (5.13) рассматривались без учета активного сопротивления фазы обмотки R_a . В большинстве случаев это допустимо, так как роль коммутационной ЭДС $X_K di/d\vartheta$ при быстро изменяющемся коммутационном токе превалирует над омическим падением напряжения iR_a в коммутирующей фазе. Если принять масштабные оценки $X_K di/d\vartheta \approx X_K I_d/\gamma$, $iR_a \approx 0,5 I_d R_a$, то пренебрежение R_a оправдано при $iR_a/[X_K di/d\vartheta] \approx 0,5 R_a \gamma / X_K \ll 1$, что обычно выполняется для ВГ средней и большой мощности с регулируемым ПВ при $\gamma = 0,1 \dots 0,4$ рад.

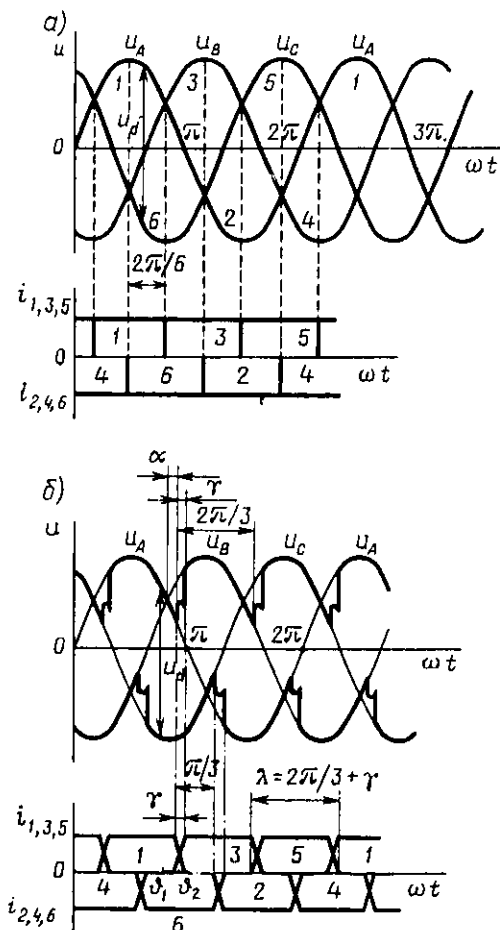


Рис. 5.6. Временные диаграммы напряжений и токов для мостового выпрямителя при мгновенной коммутации вентилей (а) и при конечном времени коммутации (б)

Трехфазную мостовую схему (рис. 5.3, б) можно представить как объединение двух схем с нулевой точкой, в одной из которых у вентиля общие катоды (как на рис. 5.3, а), а в другой — общие аноды. Временные диаграммы напряжений приведены на рис. 5.6. За нулевой потенциал принят потенциал средней точки обмотки якоря. При мгновенной коммутации и отсутствии регулирования всегда включены два вентиля: один из катодной группы, у которого к аноду приложен наибольший по сравнению с другими вентилями положительный потенциал, и один из анодной группы, у которого к катоду приложен наименьший отрицательный потенциал. Очевидно, что к обоим таким вентилям приложено прямое напряжение и они проводят ток. К остальным вентилям приложено обратное напряжение (определяемое разностью фазных напряжений) и они отключены. Мгновенные значения выпрямленного напряжения u_d определяются разностью фазных напряжений включенных вентилях (рис. 5.6, а), поэтому периодичность повторяющихся гребней синусоид, формирующих выпрямленное напряжение $u_d(\omega t)$, равна $2\pi/6$, а не $2\pi/3$, как в схеме, показанной на рис. 5.3, а (см. также рис. 5.4, а). Например, разность $|u_A - u_B|$, определяющая u_d , будет одинаковой как при уменьшении u_A , так и при нарастании u_B (рис. 5.6, а). Следовательно, по характеру кривой $u_d(\omega t)$ трехфазная мостовая схема эквивалентна шестифазной с нулевым выводом. На рис. 5.6, а приведены также кривые токов вентилях. Вентили работают попарно с перекрытием, т. е. моменты мгновенной коммутации вентилях анодной и катодной групп не совпадают. Благодаря периодичности кривой $u_d(\omega t)$, равной $2\pi/6$, пульсации, напряжения относительно малы.

Очевидно, что в рассматриваемой схеме каждая группа вентилях — анодная и катодная — дают равновеликий вклад в среднее выпрямленное напряжение U_d и оно удваивается по сравнению со схемой на рис. 5.3, а при одинаковых фазных напряжениях обмотки якоря ВГ. Мостовая схема ПВ обеспечивает лучшее использование якорной ЭДС генератора, так как каждая фаза в ней работает $2/3$ периода (по $1/3$ для каждой полуволны напряжения) в отличие от схемы с нулевым выводом, где каждая фаза включена только $1/3$ периода.

При наличии управления, т. е. включении вентилях анодной и катодной групп с запаздыванием на угол α , среднее значение выпрямленного напряжения снижается так же, как в схеме на рис. 5.3, а. С учетом удвоения выходного напряжения запишем

$$U_d = (3 \sqrt{6}/\pi) U \cos \alpha. \quad (5.17)$$

Если индуктивное сопротивление X_k конечное и $\gamma > 0$, то временные диаграммы напряжений и токов при $0 < \gamma < \pi/3$ приобретают вид кривых, изображенных на рис. 5.6, б. За счет коммутации период включения каждого вентиля увеличивается и становится

$$\lambda = (2\pi/3) + \gamma, \quad (5.18)$$

а не $2\pi/3$, как при мгновенном переключении вентилей.

Поскольку потери выпрямленного напряжения имеют место как в анодной, так и в катодной группах вентилей, значение ΔU_k для мостовой схемы также удваивается по сравнению со схемой на рис. 5.3, а и составляет

$$\Delta U_k = (3/\pi) X_k I_d. \quad (5.19)$$

Следовательно, при $\gamma < \pi/3$ внешняя характеристика ПВ описывается формулой

$$U_d = (3 \sqrt{6}/\pi) U \cos \alpha - (3/\pi) X_k I_d, \quad (5.20)$$

причем U зависит от I_d в общем случае (из-за реакции якоря и других факторов).

Значение X_k находится по (5.5) или (5.6). Полученное выражение (5.20) для внешней характеристики ПВ при условии $\alpha = \text{const}$ справедливо, однако, лишь для $\gamma < \pi/3$, когда одновременно работают либо два вентиля в межкоммутационный период (например, в момент θ_1 на рис. 5.6, б включены вентили 1 и 6), либо три в период коммутации (например, в момент θ_2 включены вентили 1, 3 и 6). По мере увеличения тока и угла γ межкоммутационные периоды сокращаются и при $\gamma = \pi/3$ (рис. 5.6, б) они вообще исчезают, поскольку в момент окончания периода коммутации вентилей одной группы начинается период коммутации вентилей другой группы. Очевидно, что при таком режиме ток всегда пропускают три вентиля. Когда γ достигает $\pi/3$, а угол $\alpha < \pi/6$, дальнейшее увеличение тока нагрузки приводит к тому, что угол γ продолжает оставаться равным $\pi/3$, а угол α автоматически возрастает, пока не достигнет значения $\pi/6$. Выражение для внешней характеристики ПВ при $\gamma = \pi/3$ можно получить, используя формулу (5.11), которая остается верной и для мостовой схемы, как это следует из рассуждений, использованных при ее выводе. При $\gamma = \pi/3$ из (5.11) следует

$$2X_k I_d'(\sqrt{6}U) = \cos \alpha - \cos(\alpha + \pi/3). \quad (5.21)$$

Выражение (5.20) при изменяющемся α и $\gamma = \pi/3$ с учетом (5.21) можно привести к виду

$$2\pi U_d'(3 \sqrt{6}U) = \cos \alpha + \cos(\alpha + \pi/3). \quad (5.22)$$

Преобразуя разность и сумму косинусов в (5.21) и (5.22), имеем

$$2X_k I_d'(\sqrt{6}U) = \sin(\alpha + \pi/6); \quad (5.23)$$

$$\sqrt{2}\pi U_d'(9U) = \cos(\alpha + \pi/6). \quad (5.24)$$

Возводя эти выражения в квадрат и складывая, получим

$$2X_{\kappa}^2 I_d^2 (3U^2) + 2\pi^2 U_d^2 / (81U^2) = 1. \quad (5.25)$$

Таким образом, при $\gamma = \pi/3$ внешняя характеристика мостового ПВ становится эллипсом, если считать $U = \text{const}$.

При дальнейшем увеличении тока I_d , когда α достигает значения $\pi/6$, продолжает возрастать γ . Для $\gamma > \pi/3$ период включения каждого вентиля, согласно (5.18), становится $\lambda > \pi$. При этом возникают периоды, в которые коммутация вентилях одной группы не успевает закончиться к моменту начала коммутации вентилях другой группы. Следовательно, при $\gamma > \pi/3$ рабочий цикл ПВ состоит из периодов с одновременной работой трех вентилях (когда коммутируют вентили только в одной группе) и периодов с одновременной работой четырех вентилях (когда одновременно коммутируют вентили в обеих группах). Внешняя характеристика ПВ в режиме $\gamma > \pi/3$ становится более крутопадающей, чем при $\gamma < \pi/3$, и описывается формулой

$$U_d = (9 \sqrt{2} U / \pi) [1 - X_{\kappa} I_d / \sqrt{2} U]. \quad (5.26)$$

Таким образом, внешняя характеристика мостового трехфазного ПВ состоит из трех характерных участков: начального при $\gamma < \pi/3$, промежуточного при $\gamma = \pi/3$ и $0 \leq \alpha \leq \pi/6$ и конечного при $\gamma > \pi/3$ (рис. 5.7, а). При увеличении задаваемого угла α эллиптический участок сокращается и при $\alpha > \pi/6$ вообще отсутствует. В таких режимах внешняя характеристика ПВ состоит из двух сопрягающихся участков с различным наклоном. Обычно в нормальных режимах ВГ имеем $\gamma < \pi/3$ и работа мостового ПВ характеризуется начальным рабочим участком внешней характеристики, описываемым (5.20). При $\alpha \geq \pi/3$ характеристика $U_d(I_d)$ состоит только из первого участка.

Для ВГ небольшой мощности на внешнюю характеристику ПВ заметно влияет падение напряжения ΔU_R на активном сопротивлении якорной обмотки. Если R — активное сопротивление фазы ВГ, то для мостовой трехфазной схемы ПВ среднее значение

$$\Delta U_R = (2 - 3\gamma/2\pi) R I_d. \quad (5.27)$$

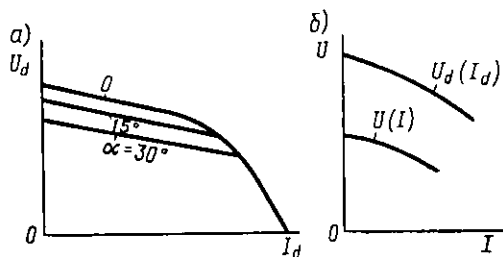


Рис. 5.7. Внешние характеристики мостового трехфазного выпрямителя (а) и вентильного генератора (б)

Кроме того, при невысоких напряжениях U_d нужно учитывать среднее падение напряжения ΔU на каждом вентиле.

Таким образом, рабочий участок внешней характеристики трехфазного мостового ПВ с учетом (5.20) выражается формулой

$$U_d = (3\sqrt{6}/\pi) U \cos \alpha - (3/\pi) X_k I_d - (2 - 3\gamma/2\pi) R I_d - 2\Delta U, \quad (5.28)$$

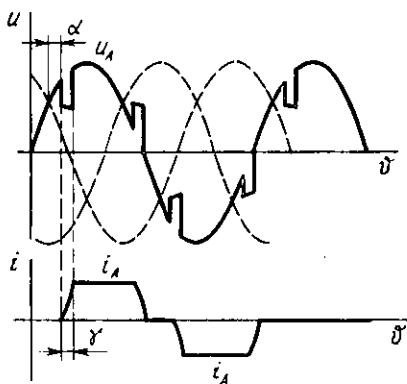


Рис. 5.8. Кривые $u(\theta)$ и $i(\theta)$ для фазы A вентильного генератора, работающего с мостовым ПВ

где U — действующее значение напряжения переменного тока, подаваемого на ПВ, которое также может зависеть от I_d , в частности, из-за реакции якоря базового генератора.

Рассмотрим гармонический состав фазных кривых $u(\theta)$ и $i(\theta)$ (например, для фазы A мостовой схемы ПВ), приведенных на рис. 5.8. Во время коммутации, когда напряжение равно полусумме смежных фаз, в синусоиде $u_A(\theta)$ возникают провалы или всплески, а токи в пределах угла γ изменяются согласно (5.10) или (5.13). Раскладывая в ряд Фурье кривые $i_A(\theta)$ и $u_A(\theta)$, получаем действующие значения для их первых гармоник в виде

$$I_1 = \left(\frac{3}{2\pi} \right) k_1 U / X_k, \quad U_1 = k_2 U,$$

где U — действующее значение напряжения;

$$k_1 = \sqrt{\gamma^2 + \sin^2 \gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma)};$$

$$k_2 = \sqrt{1 - (3/\pi) [\gamma - \sin \gamma \cos(2\alpha + \gamma)] + \left(\frac{3k_1}{2\pi} \right)^2}$$

для режима $\gamma < \pi/3$.

Действующие значения U_1 и I_1 связаны с выпрямленными напряжением U_d и током I_d через коэффициенты преобразования напряжения и тока (для первых гармоник)

$$k_{U1} = U_1 / U_d, \quad k_{I1} = I_1 / I_d. \quad (5.29)$$

Например, для ВГ с трехфазным мостовым ПВ имеем

$$k_{U1} = \frac{k_2}{1,17 [\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)]};$$

$$k_{I1} = \frac{k_1}{2,56 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]}.$$

С помощью коэффициентов k_{U1} и k_{I1} можно построить внешнюю характеристику ВГ на стороне постоянного тока $U_d(I_d)$. Для этого достаточно координаты точек характеристики генератора переменного тока $U(I)$ разделить на соответствующие значения коэффициентов преобразования. Типичный вид кривых $U_d(I_d)$ и $U(I)$ показан на рис. 5.7, б. По мере роста тока и увеличения угла γ коэффициент k_{I1} уменьшается, а k_{U1} возрастает, причем k_{I1} меняется относительно слабо. Следует заметить, что зависимость $U(I)$ на стороне переменного тока не является внешней характеристикой синхронного генератора в классическом смысле, поскольку в ВГ с ростом тока увеличивается угол γ и сдвиг фаз между $\dot{U}$ и $\dot{I}$, т. е. $\cos \phi$ не остается постоянным.

Степень использования ВГ.

Из-за того, что в ВГ каждая фаза якорной обмотки работает с перерывами и переключение токов фаз на внешнюю цепь сопровождается процессами коммутации, его мощность снижается по сравнению с мощностью идентичного генератора переменного тока. Получим вначале приближенную формулу для активной мощности трехфазного ВГ с мостовым ПВ

(см. рис. 5.3, б), исходя из упрощенных временных диаграмм напряжений и токов в фазе А на рис. 5.9, а, б. Вентили включают-ся с задержкой на угол α , а процессы коммутации тока в вентиле учитываются тем, что реальная кривая тока (штриховая линия) заменяется прямоугольником, сдвинутым относительно момента подачи сигнала включения вентилей на угол $\gamma/2$. Напряжение условно считаем неискаженным эффектами коммутации. Такой предварительный анализ поможет в наиболее простом виде выявить физическую сущность процессов, определяющих степень использования базового синхронного генератора при получении от него электроэнергии постоянного тока. В § 5.3 будет проведено более общее и детальное исследование характеристик ВГ. При сделанных предположениях активная мощность одной фазы (например, А)

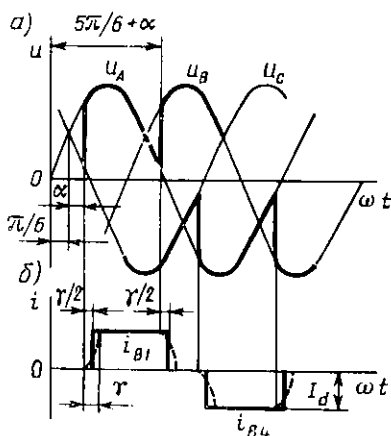


Рис. 5.9. Упрощенные временные диаграммы напряжений (а) и токов (б) для вентильного генератора с мостовым выпрямителем

с задержкой на угол α , а процессы коммутации тока в вентиле учитываются тем, что реальная кривая тока (штриховая линия) заменяется прямоугольником, сдвинутым относительно момента подачи сигнала включения вентилей на угол $\gamma/2$. Напряжение условно считаем неискаженным эффектами коммутации. Такой предварительный анализ поможет в наиболее простом виде выявить физическую сущность процессов, определяющих степень использования базового синхронного генератора при получении от него электроэнергии постоянного тока. В § 5.3 будет проведено более общее и детальное исследование характеристик ВГ. При сделанных предположениях активная мощность одной фазы (например, А)

$$P_{\phi} = \frac{1}{\pi} \int_{(\pi/6) + \alpha + \gamma/2}^{(5\pi/6) + \alpha + \gamma/2} I_d \sqrt{2} U \sin \omega t d(\omega t) = (\sqrt{6}/\pi) I_d U \cos(\alpha + \gamma/2).$$

(5.30)

Интегрирование проводится для полупериода π кривой напря-

жения, поскольку в мостовой схеме используются обе полуволны напряжения. Действующее значение тока, соответствующее ступенчатой кривой фазного тока,

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{(\pi/6)+\alpha+\gamma/2}^{(5\pi/6)+\alpha+\gamma/2} I_d^2 d(\omega t)} = I_d \sqrt{2/3}. \quad (5.31)$$

Напомним, что ток фазы в мостовой схеме протекает в течение $2/3$ периода ЭДС (по $1/3$ периода для каждой полуволны ЭДС). Из (5.30) и (5.31) следует

$$P_\phi = (3/\pi) IU \cos(\alpha + \gamma/2). \quad (5.32)$$

Расчетная мощность фазы идентичного синхронного генератора переменного тока

$$P'_\phi = IU. \quad (5.33)$$

Таким образом, при работе на выпрямитель коэффициент использования генератора

$$k_{ис} = P_\phi / P'_\phi = (3/\pi) \cos(\alpha + \gamma/2). \quad (5.34)$$

Из (5.34) видно, что регулирование ПВ и коммутация вентилей ухудшают использование генератора. При $\alpha = \gamma = 0$ максимальное значение $k_{ис}$ составляет $3/\pi \approx 0,955$, т. е. использование генератора достаточно хорошее.

Для схемы с нулевым выводом (рис. 5.3, а) ток в каждой фазе протекает лишь в течение $1/3$ периода, соответствующей положительной полуволне напряжения. Поэтому для ВГ с такой схемой ПВ

$$I = I_d / \sqrt{3}, \quad (5.35)$$

а мощность фазы для одного периода напряжения

$$P_\phi = \frac{1}{2\pi} \int_{(\pi/6)+\alpha+\gamma/2}^{(5\pi/6)+\alpha+\gamma/2} I_d \sqrt{2} U \sin \omega t d(\omega t).$$

С учетом (5.35) после интегрирования получаем

$$P_\phi = [3/(\sqrt{2}\pi)] IU \cos(\alpha + \gamma/2)$$

и

$$k_{ис} = [3/(\sqrt{2}\pi)] \cos(\alpha + \gamma/2). \quad (5.36)$$

Следовательно, мощность ВГ и коэффициент его использования для схемы ПВ с нулевым выводом в $\sqrt{2}$ раз меньше, чем для схемы ПВ мостового типа. В любом случае расчетная мощность ВГ, называемая также типовой мощностью, должна быть в $1/k_{ис}$ раз больше реальной развиваемой им мощности.

Характерной особенностью работы ВГ с регулируемым ПВ является тот факт, что увеличение угла управления α приводит к росту его реактивной мощности (хотя нагрузка постоянного тока потребляет всегда только активную мощность). Это связано с тем, что, как видно из рис. 5.9, увеличение α вызывает большее смещение по фазе первой гармоники тока по отношению к напряжению генератора. Поэтому приближенно можно считать, что ВГ работает с коэффициентом мощности

$$\cos \varphi = \cos (\alpha + \gamma/2). \quad (5.37)$$

Таким образом, вентильный генератор помимо активной мощности вырабатывает реактивную мощность $Q \approx mUI \sin \varphi$, тем большую, чем больше углы α и γ .

Рост α и γ аналогичен работе генератора переменного тока на нагрузку, приобретающую все более индуктивный характер и создающую продольную размагничивающую реакцию якоря, которая уменьшает напряжение переменного тока U с ростом токов I_d и I . Таким образом, например, в формуле (5.20) снижение U_d с ростом I_d будет определяться также уменьшением первого члена в правой части.

§ 5.3. Обобщенный анализ вентильного генератора

Рассмотрим детально процессы в вентильном генераторе с произвольным числом фаз и различными схемами ПВ, учитывая влияние регулирования и коммутации на характеристики ВГ.

Как и раньше, предполагается, что полный выпрямленный ток I_d постоянен благодаря сглаживающему дросселю, включенному на выходе ПВ последовательно с нагрузкой. Рассмотрим мгновенные значения трех смежных фазных напряжений $u_{j-1}(\theta)$, $u_j(\theta)$, $u_{j+1}(\theta)$ и токов $i_{j-1}(\theta)$, $i_j(\theta)$, $i_{j+1}(\theta)$ (рис. 5.10), где $\theta = \omega t$. Начало работы каждой фазы имеет задержку на угол управления α , а спадание и нарастание тока каждой фазы происходят в пределах угла γ , где напряжение, как показано выше, равно полусумме напряжений смежных фаз, из-за чего снижается среднее выпрямленное напряжение U_d . Эти эффекты учитываются коммутационным сопротивлением фазы.

Кривые $u(\theta)$ и $i(\theta)$ относятся к рабочим полуволнам напряжений как для схем с нулевым выводом, так и для мостовых схем (в последнем случае симметричные полуволны напряжений в нижней полуплоскости на рис. 5.10 для простоты не показаны). Под фазным первичным напряжением, подаваемым на ПВ, в ряде случаев понимают так называемую неискаженную ЭДС, равную для неявнополюсного базового генератора в комплексных обозначениях $E = E_0 - j(X_d - X_k)I$, где E_0 — ЭДС холостого хода; X_d — продольное индуктивное сопротивление; I — ток фазы. Таким образом, считается, что первичный идеализированный генератор как бы непосред-

ственно не ощущает влияния сопротивления X_k , а его влияние проявляется в снижении U_d . Однако при анализе ВГ и ПВ как единой системы приходится учитывать, что значение X_k близко к сопротивлению рассеяния якорной обмотки X_{oa} , а исключение эффектов рассеяния (т. е. переход от X_d к $X_d - X_k \approx X_{ad}$) при рассмотрении базового генератора не всегда допустимо, поскольку в этом случае первая гармоника выходного напряжения генератора $u_j(\vartheta)$ даже в

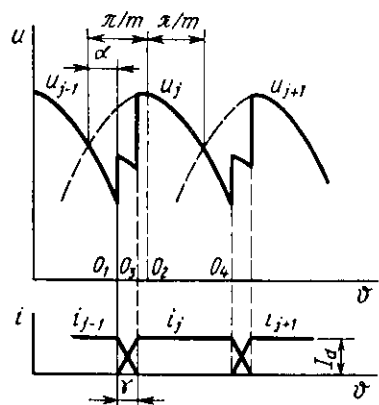


Рис. 5.10. Фазные мгновенные напряжения $u(\vartheta)$ и токи $i(\vartheta)$ ВГ

отсутствии ПВ зависит от X_{oa} . Действительно, введение понятия неискаженной ЭДС, подаваемой на ПВ, обосновывается тем, что в период между коммутацией вентиля ток фазы $I = I_d$ постоянный и ЭДС от потока рассеяния Φ_{oa} в якорной обмотке не должна наводиться. Подразумевается, что поток Φ_{oa} в межкуммутационные интервалы (вне угла γ) постоянный и неподвижный в пространстве. Однако в реальных машинах этот поток деформируется движущимся ротором, что приводит к наведению ЭДС рассеяния, всегда снижающей выходное напряжение базового генератора. Кроме того, как отмечалось выше, определение коммутационного сопротивления X_k

неоднозначное. Поэтому, ориентируясь на пессимистические оценки, можно учитывать действие $X_k \approx X_{oa}$ дважды: при расчете синусоидального напряжения перед ПВ (т. е. роль X_{oa} в базовом генераторе), а также при непосредственном учете коммутационных эффектов, приводящих к снижению U_d .

Получим вначале выражение для выходной мощности ВГ, генерируемой одной фазой m -фазного базового генератора с звездообразной обмоткой. Кривые $i_r(\vartheta)$ в пределах угла γ вначале считаем произвольными, связанными лишь условием $(i_{j-1} + i_j)_r = I_d = \text{const}$. Если начало координат на рис. 5.10 поместить в точку O_1 , то для первых гармоник фазных напряжений базового генератора имеем

$$u_j = U_m \cos \left[\vartheta - \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) \right]; \quad (5.38)$$

$$u_{j-1} = U_m \cos \left[\vartheta - \left(\frac{\pi}{m} - \alpha \right) + \frac{2\pi}{m} \right]. \quad (5.39)$$

Соответственно

$$u_{cp} = 0,5(u_j + u_{j-1}) = U_m \cos \frac{\pi}{m} \cos(\vartheta + \alpha), \quad (5.40)$$

где U_m — амплитуда выходного фазного напряжения.

Энергия, отдаваемая фазой в период γ при нарастании и спаде-
нии тока, соответственно будет равна (с точностью до постоянного
множителя ω)

$$W_{\uparrow} = \int_0^{\gamma} u_{cp} i_{\gamma}(\theta) d\theta; \quad W_{\downarrow} = \int_0^{\gamma} u_{cp} [I_d - i_{\gamma}(\theta)] d\theta.$$

Энергия, отдаваемая фазой в периоды коммутации с учетом
(5.40),

$$W_{\gamma} = W_{\uparrow} + W_{\downarrow} = I_d \int_0^{\gamma} u_{cp} d\theta = 2U_m I_d \cos \frac{\pi}{m} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \sin \frac{\gamma}{2}. \quad (5.41)$$

Важно отметить, что W_{γ} не зависит от формы кривой $i_{\gamma}(\theta)$ при
условии $I_d = \text{const}$.

Энергия, отдаваемая фазой при установившемся токе $i_{\gamma} = I_d$,

$$W = \int_{-\frac{\pi}{m} + \alpha + \gamma}^{\frac{\pi}{m} + \alpha} U_m I_d \cos \theta d\theta = 2U_m I_d \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \sin \left(\frac{\pi}{m} - \frac{\gamma}{2} \right) \quad (5.42)$$

(начало координат в точке O_2 на рис. 5.10).

Осредненная мощность $P_{d\phi}$, отдаваемая фазой, определяется
как $(W + W_{\gamma})/2\pi$ для схем с выводом нулевой точки, где в течение
периода (2π) используется только положительная полуволна
 $u_i(\theta)$, или как $(W + W_{\gamma})/\pi$ для мостовых схем, где используются обе
полуволны $u_i(\theta)$. После подстановок

$$P_{d\phi} = \frac{n_n}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_m I_d \cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right), \quad (5.43)$$

где n_n — число используемых полупериодов волны напряжения
 $u(\theta)$ ($n_n = 1$ для схем с нулевой точкой и $n_n = 2$ для мостовых схем).

Для того чтобы связать ток I_d и действующий ток фазы I , необ-
ходимо конкретизировать вид $i_{\gamma}(\theta)$. Использование коэффициентов
преобразования, согласно (5.29), в общем случае затруднительно
из-за громоздкости формул для k_1 и k_2 . Будем считать коммутацию
линейной, как это часто принимается для регулируемых ПВ, т. е.
при нарастании и спаде тока соответственно:

$$i_{\uparrow}(\theta) = I_d \frac{\theta}{\gamma}; \quad i_{\downarrow}(\theta) = I_d \left(1 - \frac{\theta}{\gamma} \right). \quad (5.44)$$

Тогда очевидно

$$I = \sqrt{\frac{n_n}{2\pi} \left[\int_0^{\gamma} \left(I_d \frac{\theta}{\gamma} \right)^2 d\theta + \int_0^{\frac{2\pi}{m} - \gamma} I_d^2 d\theta + \int_0^{\gamma} I_d^2 \left(1 - \frac{\theta}{\gamma} \right)^2 d\theta \right]} \quad (5.45)$$

(начало координат O_1 — для первого интеграла, O_3 — для второго и O_4 — для третьего на рис. 5.10).

В окончательном виде коэффициент преобразования тока

$$\frac{I}{I_d} = k_t = \sqrt{n_n \left(\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi} \right)}. \quad (5.46)$$

При характерных для ВГ значениях угла γ имеем $k_t \approx k_{t1}$, согласно (5.29).

Теперь можно определить коэффициент использования ВГ как отношение реальной мощности к расчетной:

$$k_{ис} = P_{d\phi} / (UI),$$

где $U = U_m / \sqrt{2}$.

С учетом (5.43) и (5.46)

$$k_{ис} = \frac{\sqrt{2n_n} \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi}}}. \quad (5.47)$$

При незначительной роли активного сопротивления фаз угол γ находится из очевидного уравнения для короткозамкнутого коммутационного контура, образованного смежными фазами:

$$2X_k \frac{d_I}{d\vartheta} = u_j - u_{j-1} = 2U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin (\vartheta + \alpha). \quad (5.48)$$

Используя граничное условие $i|_{\vartheta=\gamma} = I_d$, получаем

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - X_k I_d / \left(\sin \frac{\pi}{m} U_m \right) \right] - \alpha. \quad (5.49)$$

Выходное напряжение ВГ определяется из очевидного равенства

$$P_d = U_d I_d = m P_{d\phi}. \quad (5.50)$$

После подстановки (5.43), (5.50) получим

$$U_d = \frac{mn_n}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5.51)$$

Если учесть, что $\cos (\gamma/2) \cos [\alpha + (\gamma/2)] = 0,5 [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]$, то с учетом (5.49)

$$U_d = \frac{n_n m}{\pi} \left[\sin \frac{\pi}{m} U_m \cos \alpha - 0,5 X_k I_d \right], \quad (5.52)$$

откуда видна непосредственная роль X_k в снижении U_d .

При определении выходного напряжения базового генератора воспользуемся моделью неявнополюсной ненасыщенной машины с

пренебрежимо малым активным сопротивлением якорной обмотки. Из векторной диаграммы генератора согласно (1.9а) следует $U = \sqrt{E_0^2 - X_d^2 I^2 \cos^2 \varphi} - X_d I \sin \varphi$, где $\varphi \approx (\alpha + \gamma/2)$ — сдвиг фаз между I и U (см. рис. 1.5).

Принимаемая модель хорошо соответствует генераторам с ПМ, имеющим $X_d \approx X_q$ и слабонасыщенную сталь якоря. Для генераторов с электромагнитным индуктором насыщенное значение X_d зависит от I и формула (1.9а) становится весьма приближенной, если даже учитывать снижение X_d в k_μ раз, где k_μ — коэффициент насыщения стали. В дальнейшем формулу (1.9а) будем использовать для приближенных оценок показателей ВГ с электромагнитным индуктором лишь в тех случаях, когда насыщение стальных сердечников незначительно.

При существенном различии X_d и X_q вместо (1.9а) можно воспользоваться более общей формулой (1.9).

Если перейти к относительным показателям, используя в качестве базовых значений E_0 и $I_k = E_0/X_d$, то из (5.46), (5.47), (5.49), (5.51), (5.52) получим следующую систему:

$$\tilde{U} = \sqrt{1 - \tilde{I}^2 \cos^2 \varphi} - \tilde{I} \sin \varphi; \quad (5.53)$$

$$\varphi = \alpha + 0,5\gamma; \quad (5.54)$$

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \tilde{X}_k \tilde{I} / \left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} k_i \tilde{U} \right) \right] - \alpha; \quad (5.55)$$

$$k_i = I/I_d = \sqrt{n_n \left(\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi} \right)}; \quad (5.56)$$

$$\tilde{U}_d = \frac{\sqrt{2} m n_n}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \tilde{U} \cos \varphi \cos \frac{\gamma}{2}; \quad (5.57)$$

$$k_{nc} = \frac{\sqrt{2} n_n}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\gamma}{2} \cos \varphi \sqrt{\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi}}, \quad (5.58)$$

где $\tilde{U} = U/E_0$; $\tilde{I} = I/I_k = IX_d/E_0$; $\tilde{U}_d = U_d/E_0$; $\tilde{X}_k = X_k/X_d$.

Первые четыре независимые уравнения легко решаются на ЭВМ. Уравнения соответствуют любой схеме ВГ при надлежащем выборе n_n и m . Применительно к трехфазному ВГ с мостовым ПВ ($n_n = 2, m = 3$) система (5.53) ... (5.58) верна при $\gamma < \pi/3$, когда одновременно работают два или три (в период коммутации) вентиля.

Из (5.57) можно определить коэффициент преобразования напряжения

$$k_U = U/U_d = \pi / \left(\sqrt{2} m n_n \sin \frac{\pi}{m} \cos \varphi \cos \frac{\gamma}{2} \right).$$

Полученное значение k_U с достаточной для инженерных расчетов точностью согласуется с k_{U1} согласно (5.29). Следовательно, $U_1 \approx U$, т. е. действующее значение напряжения практически равно действующему значению его первой гармоники, несмотря на искажение фазного напряжения ВГ процессами коммутации (см. рис. 5.8).

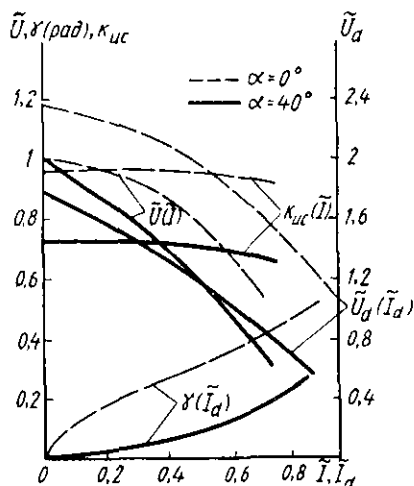


Рис. 5.11. Зависимость показателей ВГ от тока при $X_k=0,1$

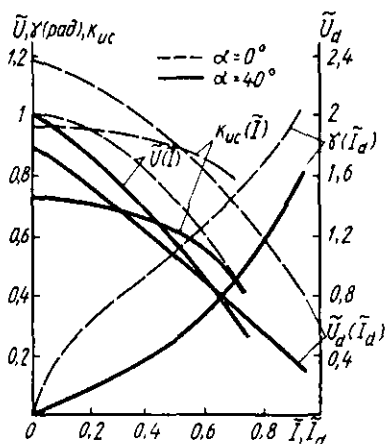


Рис. 5.12. Зависимость показателей ВГ от тока при $X_k=0,2$

Из уравнений (5.53)...(5.58) следует, что важнейший параметр ВГ — относительное коммутационное сопротивление $X_k = X_k/X_d$. Значение X_k , как известно, близко к X_{oa} ($X_k/X_{oa} \approx 1...2$). При мощных демперных контурах, свойственных ВГ, можно для приближенных оценок принять $X_k \approx X_{oa}$ и $X_k = X_{oa*}/X_{d*}$, где X_{oa*} и X_{d*} — относительные значения индуктивных сопротивлений в стандартных относительных единицах ($X_{oa*} = X_{oa}I_n/U_n$; $X_{d*} = X_d I_n/U_n$; U_n и I_n — номинальные значения напряжения и тока базового генератора). Обычно $X_{oa*} \approx 0,1$; $X_{d*} \approx 1...2$ для генераторов с электромагнитным индуктором (ненасыщенные значения) и $X_{d*} \approx 0,2...0,5$ для генераторов с ПМ. Поэтому примерно $X_k \leq 0,1$ для генераторов первого типа и $X_k \leq 0,2...0,5$ у генераторов второго типа. Для этого диапазона X_k на рис. 5.11...5.17 построены основные характеристики ВГ как результат решения системы (5.53)...(5.58). На рис. 5.11...5.14 приведены зависимости показателей трехфазного ВГ с мостовым ПВ ($m=3$, $n_n=2$) от тока при различных X_k . На рис. 5.15 показаны регулировочные характеристики ВГ по углу α ($m=3$, $n_n=2$, $U_d/U_{d0}=0,6$). На рис. 5.16 представлены характеристики ВГ с нулевой точкой ($n_n=1$) при $X_k=0,2$; трехфазного ($m=3$) показаны

пунктирной линией и шестифазного ($m=6$) — сплошной линией. На рис. 5.17 показаны зависимости коэффициентов k_i (пунктирной линией) и $k_{ис}$ (сплошной линией) от угла γ для различных типов ВГ.

Рассмотрение приведенных кривых позволяет выявить характерные особенности ВГ.

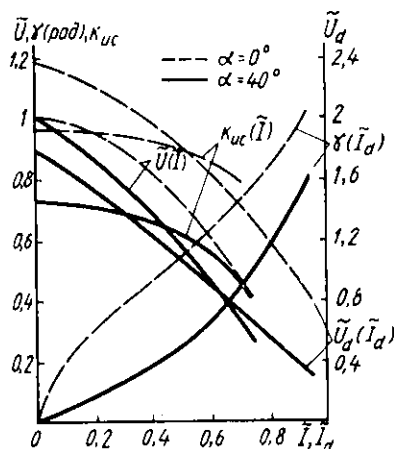


Рис. 5.13. Зависимость показателей ВГ от тока при $X_k=0,3$

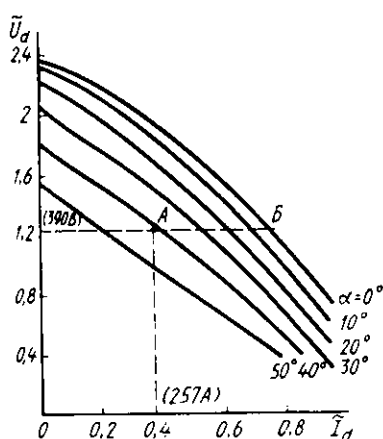


Рис. 5.14. Внешние характеристики ВГ при $X_k=0,35$

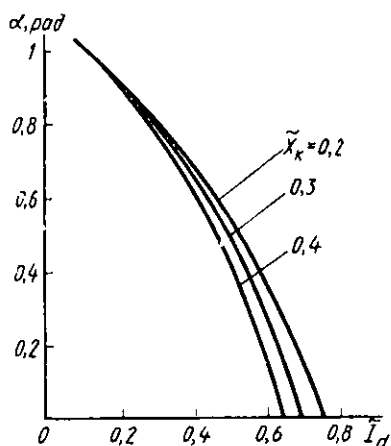


Рис. 5.15. Регулировочные характеристики ВГ

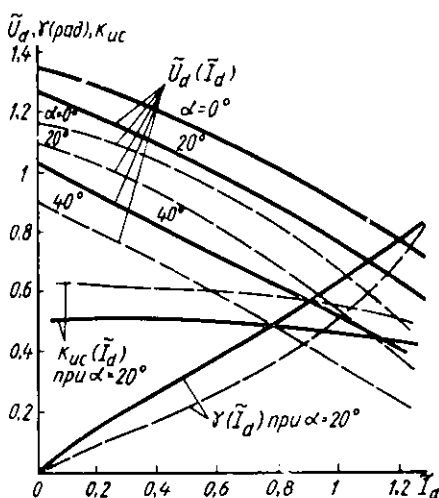


Рис. 5.16. Характеристики ВГ с нулевой точкой ($n_n=1$): трехфазного ($m=3$) и шестифазного ($m=6$)

1. Как видно из рис. 5.11...5.14, 5.16, внешние характеристики $U_d(I_d)$ (где $I_d = I_d/I_k = IX_d/k_i E_0$) при увеличении α смещаются вниз и их крутизна тем больше, чем больше X_k . Относительно пологий вид кривых $U_d(I_d)$ для $m=6$ на рис. 5.16 объясняется увеличенным базовым значением X_d (поскольку $X_{ad} \sim m$) и его влиянием на относительный ток I_d .

По мере роста α нелинейность внешних характеристик для всех ВГ проявляется все слабее. Это связано с тем, что увеличение угла

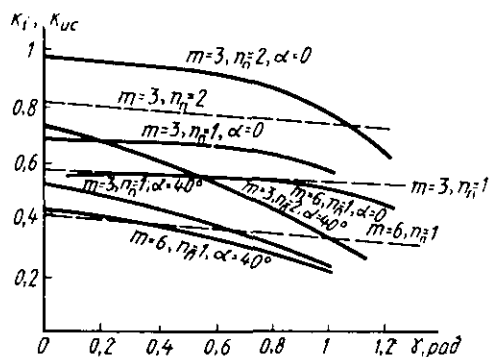


Рис. 5.17. Зависимости коэффициентов k_i и k_{yc} от угла γ для различных типов ВГ

$\varphi = \alpha + 0,5\gamma$ соответствует усилению индуктивного характера нагрузки базового генератора, а как известно, по мере изменения $\cos \varphi$ от 1 до 0 внешние характеристики идеализированного синхронного генератора, согласно (2.38), из дуг окружностей переходят в прямые линии.

2. Аналогичным образом объясняется характер кривых $U(I)$ на рис. 5.11...5.13, форма которых с ростом α приближается к прямым. Заметим, что кривые $U(I)$ при

$\alpha = \text{const}$ не являются внешними характеристиками базового генератора в классическом смысле (как это иногда подразумевается при расчетах ВГ на основе коэффициентов k_u и k_i), поскольку с ростом I увеличивается γ и угол $\varphi = \alpha + 0,5\gamma$ не остается постоянным.

С ростом X_k значения U несколько снижаются (при $E_0 = \text{idem}$, $I = \text{idem}$).

3. Как видно из рис. 5.11...5.13, угол γ тем меньше, чем больше α , и нарастает при увеличении тока, однако в рабочем диапазоне ($I, I_d \leq 0,8$) имеем $\gamma \leq \pi/3$, что соответствует области применения системы (5.53) ... (5.58) для $m=3$ и $n_n=2$.

4. Регулировочные характеристики на рис. 5.15 для $m=3$ и $n_n=2$, показывающие, как с ростом тока должен меняться угол α для поддержания $U_d = \text{const}$ (по предположению $U_d/U_{d0} = 0,6$), падают тем круче, чем больше X_k . Это хорошо согласуется с физическими представлениями.

5. Коэффициент использования $k_{ис}$ снижается с ростом α и падает с ростом тока тем круче, чем больше X_k , причем крутизна его спада увеличивается с ростом α и γ (рис. 5.11...5.13, 5.16, 5.17). При характерных значениях $\alpha \approx 40^\circ$ и $\gamma \approx 0,5$ рад имеем $k_{ис} \approx 0,5...0,6$ для трехфазного ВГ с мостовым ПВ, $k_{ис} \approx 0,4$ для трехфазного ВГ с нулевой точкой и $k_{ис} \approx 0,30...0,35$ для шестифазно-

го ВГ с нулевой точкой. Поэтому в автономных высокоиспользуемых установках предпочтительнее первая схема.

6. Коэффициент тока k_i меняется относительно слабо и тем меньше, чем меньше m (см. рис. 5.17). Это следует и из (5.56). Для трехфазного ВГ с мостовым ПВ его типичные значения $k_i \approx 0,77 \dots 0,8$. При проведении приближенных расчетов можно считать $k_i = \text{const}$ и определять его значение по (5.56), например, для характерных значений $\gamma \approx 0,5$ рад.

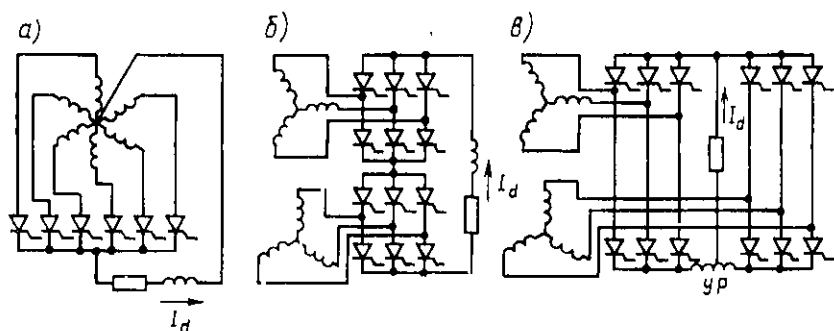


Рис. 5.18. Различные схемы выпрямителей для вентильных генераторов

7. Если принять $k_i = \text{const}$, то решение системы (5.53) ... (5.58) существенно упрощается и сводится к совместному решению (5.53) и уравнения

$$\varphi = 0,5 \left\{ \alpha + \arccos \left[\cos \alpha - \tilde{X}_k \tilde{I} / \left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} k_i \tilde{U} \right) \right] \right\}, \quad (5.59)$$

вытекающего из (5.54) и (5.55).

В частности, задавая значениями $\tilde{X}_k$ и $\tilde{I}$ для номинального режима, из (5.53) и (5.59) легко найти $\tilde{U}$ и φ по точке пересечения кривой $\tilde{U} = f_1(\varphi)$, согласно (5.53), и кривой $\varphi = f_2(\tilde{U})$, согласно (5.59), причем зависимости $\tilde{U}(\varphi)$ и $\varphi(\tilde{U})$ слабые. В координатах φ и $\tilde{U}$ первая кривая весьма пологая, а вторая — крутопадающая, поэтому достаточно рассчитать 2 ... 3 точки каждой зависимости и простым построением найти точку пересечения с достаточной точностью. Подобные расчеты легко проводятся с помощью простейшего микрокалькулятора.

§ 5.4. Схемы полупроводниковых выпрямителей для вентильных генераторов и сглаживающий дроссель

Кроме схем ПВ, изображенных на рис. 5.3, в ВГ применяется шестифазная схема с нулевым выводом (рис. 5.18, а), а также вдвоенные мостовые схемы — последовательная (рис. 5.18, б) и параллельная (рис. 5.18, в), когда в генераторе имеется две трех-

фазные якорные обмотки, смещенные друг относительно друга на 30 эл. град. При параллельном соединении мостовых выпрямителей (рис. 5.18, в) обычно используется уравнильный реактор $УР$ для сглаживания пульсаций тока и напряжения.

Показатели схем ПВ. Важнейшие показатели схем следующие: максимальный коэффициент использования $k_{ис\ max}$ (при $\alpha=\gamma=0$), характеризующий предельное отношение реальной мощности к типовой расчетной мощности ВГ; коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по основной гармонике $k_{п(1)}$, являющийся отношением амплитуды первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения к среднему значению выпрямленного напряжения U_d ; отношение максимального обратного напряжения $U_{обр}$ на одном вентиле к U_d ; отношение среднего тока вентилей I_V к среднему значению выпрямленного тока I_d . Эти показатели для различных схем при активно-индуктивной нагрузке приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Схема ПВ	$k_{ис\ max}$	$k_{п(1)}$	$U_{обр}/U_d$	I_V/I_d
Трехфазная с нулевым выводом	0,676	0,25	2,1	0,33
Шестифазная с нулевым выводом	0,552	0,057	1,05	0,17
Трехфазная мостовая	0,955	0,057	1,05	0,33
Сдвоенные мостовые схемы:				
последовательная	0,955	0,0135	0,523	0,33
параллельная	0,955	0,0135	1,05	0,17

Трехфазная схема с нулевым выводом имеет наименьшее число вентиляей, но пониженное использование и высокий уровень пульсаций выпрямленного напряжения. Достоинства шестифазной схемы с нулевым выводом — пониженная нагрузка вентиляей, конструктивное удобство размещения вентиляей, имеющих общие катоды, однако использование генератора в ней невысокое. Трехфазная мостовая схема обеспечивает высокое использование генератора, хорошее качество напряжения U_d , низкие обратные напряжения на вентиляях. Эта схема получила наибольшее распространение.

Сдвоенные мостовые схемы позволяют получить минимальный уровень пульсаций выходного напряжения, но содержат две якорные обмотки и большое число вентиляей. Иногда для ВГ используются пятифазные мостовые схемы, обеспечивающие низкий уровень пульсаций выпрямленного напряжения, а также двойные трехфазные схемы с общим нулевым выводом и уравнильным реактором.

В мощных ВГ с большими значениями I_d и U_d применяется групповое включение вентиляй. Если рабочий выпрямленный ток I_d больше среднего тока mI_v , то необходимо иметь $n \geq I_d/I_v m$ параллельных ветвей в ПВ. В каждой ветви может включаться последовательно несколько вентиляй. Из-за различий в вольт-амперных характеристиках вентиляй распределение тока и напряжения между ними может быть существенно неоднородным. Для выравнивания нагрузок вентиляй используют специальные шунтирующие цепи с резисторами, стабилитронами или индуктивными делителями (с магнитной связью или без нее).

Сглаживающий дроссель для ВГ. Как следует из рис. 5.4, 5.5, выпрямленное напряжение $u_d(\theta)$ на выходе ПВ неоднородное и содержит заметные высшие гармоники. Порядок основной гармоники пульсаций по отношению к первой гармонике рабочего напряжения переменного тока можно оценить как $\nu = m$ для $n_1 = 1$ (однополупериодные схемы) и $\nu = 2m$ для $n_n = 2$ (двухполупериодные схемы). Коэффициент пульсаций для основной гармоники

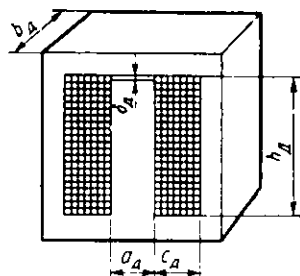


Рис. 5.19. Сглаживающий дроссель для ВГ

$$q_\nu = U_{v\max}/U_d = 2\sqrt{1 + \nu^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} (\nu^2 - 1). \quad (5.60)$$

Для сглаживания пульсаций напряжения в ВГ часто применяется простой индуктивный фильтр в виде дросселя с индуктивностью L_d . Если перед дросселем $q_\nu = q$, а за ним задано допустимое значение q' , коэффициент сглаживания пульсаций $s = q/q'$ непосредственно определяет L_d . Действительно, пульсации от ν -й гармоники тока I_ν перед дросселем (со стороны ВГ) составляют $\Delta U_\nu = I_\nu \sqrt{R_n^2 + (\nu\omega L_d)^2}$, а за дросселем (на нагрузке) $\Delta U'_\nu = I_\nu R_n$. Поэтому $s = \Delta U_\nu / \Delta U'_\nu = \sqrt{R_n^2 + (\nu\omega L_d)^2} / R_n \approx \nu\omega L_d / R_n$. Предполагается, что индуктивное сопротивление дросселя $\nu\omega L_d$ заметно превышает его внутреннее активное сопротивление и сопротивление нагрузки $R_n = U_d/I_d$. С учетом записанных соотношений получим

$$L_d = s U_d / (2\pi f \nu I_d). \quad (5.61)$$

С другой стороны, L_d определяется типом конструкции дросселя и его параметрами. Пусть, например, применяется дроссель с однофазным броневым сердечником, имеющим прямоугольное сечение центрального стержня $a_d \times b_d$ и размеры окна с катушкой $c_d \times h_d$ (рис. 5.19). Горизонтальные ярма имеют сечение $0,5 a_d \times b_d$, боковые вертикальные ярма — $0,5 a_d \times b_d / k_{од}$, где $k_{од}$ —

коэффициент рассеяния катушки дросселя. Если катушка содержит ω_d витков, B_d — индукция в стержне, значение которой благодаря вспомогательному зазору δ_d меньше индукции насыщения, то, очевидно, $L_d = \omega_k B_d a_d b_d / I_d$. Так как $I_d = c_d h_d k_{zd} j_d / \omega_d$, где k_{zd} — коэффициент заполнения окна проводом, j_d — плотность тока, то после подстановок запишем

$$a_k = \sqrt[4]{L_d I_d^2 / (b_d^* c_d^* h_d^* k_{zd} j_d B_d)} = \sqrt[4]{P_d s / (2\pi f \omega b_d^* c_d^* h_d^* k_{zd} j_d B_d)}, \quad (5.62)$$

где $b_d^* = b_d / a_d$, $c_d^* = c_d / a_d$, $h_d^* = h_d / a_d$ — относительные размеры дросселя, выбираемые по известным рекомендациям.

Активная масса дросселя складывается из массы стали $M_{стд}$ и массы катушки M_{kd} (с плотностью проводников γ_k):

$$M_d = M_{стд} + M_{kd} = 2\gamma_{ст} a_d^3 b_d^* [0,5(1 + h_d^*)(1 + k_{ол}^{-1}) + c_d^*] + \\ + 2\gamma_k a_d^3 k_{zd} c_d^* h_d^* (1 + b_d^* + 2c_d^*). \quad (5.63)$$

Из (5.61)...(5.63) следует, что при заданных j_d , k_{zd} , B_d масса дросселя пропорциональна $(P_d s / f)^{3/4}$.

Потери в дросселе $\Delta p_d = \rho(t) j_d^2 M_{kd} / \gamma_k$, где $\rho(t)$ — удельное сопротивление провода при заданной рабочей температуре.

Аналогично рассчитываются параметры дросселей другой конструкции. Например, для дросселя с цилиндрической катушкой и круглым сечением центрального стержня диаметр последнего

$$d = \frac{1}{\pi} \sqrt[4]{2P_d s / (f \omega c_d^* k_{zd} j_d h_d^* B_d)}.$$

Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения применяют также емкостные (при повышенных напряжениях) и индуктивно-емкостные (Г- и П-образные) фильтры.

§ 5.5. Циклическая работа вентильного генератора на емкостную нагрузку

В настоящее время ВГ широко применяются для заряда емкостных накопителей, обеспечивающих питание импульсных потребителей электроэнергии различного назначения. Работа ВГ на активно-емкостную нагрузку отличается важными особенностями, связанными с нестационарностью процессов из-за непрерывного изменения тока нагрузки, которым является зарядный ток емкости.

Типичная схема энергоустановки с ВГ и емкостным накопителем $ЕН$, питающим импульсную нагрузку $ИН$, приведена на рис. 5.20, а, а на рис. 5.20, б показаны временные диаграммы напряжений и токов $ЕН$ в период заряда t_z , когда замкнут коммутатор $K1$ и разомкнут $K2$, и разряда t_p , когда $K1$ разомкнут, а $K2$ замкнут.

Работа схемы характеризуется максимальной энергией ЕН

$$W_c = CU_c^2 \max / 2 \quad (5.64)$$

и среднециклической мощностью

$$P_{\text{ср.ц}} = W_c / T_{\text{ц}}, \quad (5.65)$$

где $T_{\text{ц}}$ — полная длительность одного цикла заряд — разряд с учетом пауз.

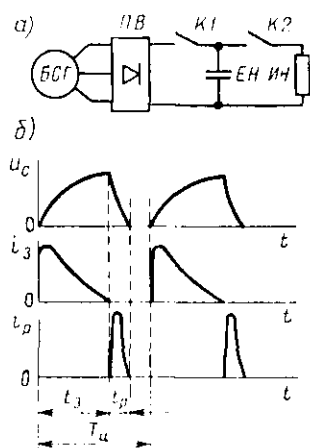


Рис. 5.20. Схема вентильного генератора с емкостным накопителем (а) и временные диаграммы напряжений и токов (б)

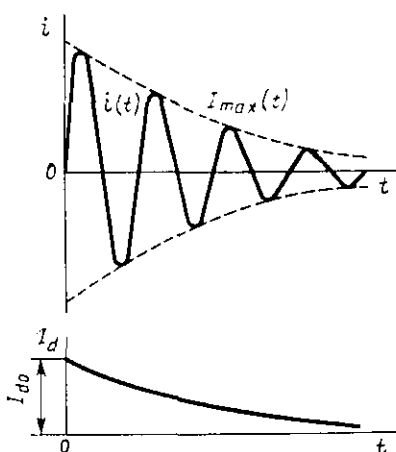


Рис. 5.21. Зависимости мгновенного тока, его огибающей и выпрямленного зарядного тока от времени для вентильного генератора, работающего на емкостный накопитель

Основное назначение схемы — получение больших импульсных мощностей в нагрузке при относительно малой мощности ВГ. Последнее вытекает из того факта, что при пренебрежении потерями энергия $W_{\text{ин}}$, выделяемая в импульсной нагрузке, равна накопленной энергии W_c . Выражая $W_{\text{ин}}$ через среднюю разрядную мощность P_p и t_p как $W_{\text{ин}} = P_p t_p$ и учитывая (5.65), имеем

$$P_p / P_{\text{ср.ц}} = T_{\text{ц}} / t_p. \quad (5.66)$$

Так как время t_p может быть сделано весьма малым по сравнению с $T_{\text{ц}}$, то $P_p \gg P_{\text{ср.ц}}$, что и определяет эффект трансформации мощности с помощью ЕН.

Таким образом, ВГ должен обеспечить требуемое значение $P_{\text{ср.ц}}$ в схеме ЕН. Расчетная типовая мощность генератора S_g , т. е. мощность, которую он развивает при работе без выпрямителя на стационарную нагрузку переменного тока, должна существенно

превышать $P_{\text{ср.ц}}$. Соотношение между $P_{\text{ср.ц}}$ и S_{Γ} выражается с помощью коэффициента использования

$$k_{\text{ис}} = P_{\text{ср.ц}} / S_{\Gamma}, \quad (5.67)$$

значение которого для нерегулируемого режима заряда ЕН обычно не превышает 0,4...0,6.

Точный анализ работы ВГ с ЕН является трудоемким, поскольку предполагает использование общих уравнений синхронного генератора (1.16) ... (1.20) совместно с нелинейными уравнениями выпрямителя и ЕН.

Во многих практических случаях, когда частота переменного тока в генераторе значительно больше $1/t_z$, зарядный процесс ЕН от ВГ может исследоваться приближенно, например, с помощью метода расчета по огибающей, предложенного проф. *С. Р. Мизюриным*. Суть метода заключается в том, что изменение во времени огибающей амплитудных значений фазового тока $i(t)$, обозначаемой $I_{\text{max}}(t)$, происходит по тому же закону, что и изменение зарядного тока $I_d(t)$ накопителя, т. е. выпрямленного тока ВГ. Кривые $i(t)$, $I_{\text{max}}(t)$ и $I_d(t)$ приведены на рис. 5.21, где $I_{d0} = k_i I_{\text{max}}(0) / \sqrt{2}$. Характерная особенность процесса заряда ЕН — изменение во времени индуктивного сопротивления генератора $X_d(t)$, поскольку в начальный момент заряда при нулевом напряжении на ЕН генератор работает в режиме внезапного короткого замыкания и $X_d = X_d''$, затем, когда магнитный поток проникает в демпферную обмотку $X_d = X_d'$ (см. § 1.2) и потом $X_d(t)$ стремится к установившемуся значению X_d . С учетом характерных постоянных времени переходного процесса T_a , T_d' и T_d'' (см. § 1.2) изменение $X_d(t)$ можно выразить формулой

$$\begin{aligned} \frac{1}{X_d(t)} = & \frac{1}{X_d} + \left(\frac{1}{X_d'} - \frac{1}{X_d} \right) e^{-t/T_d'} + \\ & + \left(\frac{1}{X_d''} - \frac{1}{X_d'} \right) e^{-t/T_d''} + \frac{1}{X_d''} e^{-t/T_a}. \end{aligned} \quad (5.68)$$

Для зарядного режима ЕН уравнение напряжений

$$k_E E_0 = I_d(t) R_s(t) + (1/C) \int_0^t I_d(t) dt, \quad (5.69)$$

где k_E — коэффициент преобразования выпрямителя по напряжению, равный отношению выпрямленного напряжения к действующему значению фазного напряжения якоря ВГ; E_0 — действующее значение ЭДС генератора при х. х.; $I_d(t) = k_i I_{\text{max}}(t) / \sqrt{2}$; k_i — коэффициент преобразования выпрямителя по току, равный отношению среднего выпрямленного тока к действующему значению фазового тока якоря; $R_s(t) = k_R X_d(t)$ — эквивалентное сопротив-

ление зарядного контура, приведенное к цепи постоянного тока;
 $k_R = k_E/k_i$.

Предполагается, что активные сопротивления зарядного контура малы [$R \ll X_d(t)$] и не влияют на процесс заряда ЕН, но учитываются в постоянных времени зарядного контура.

Продифференцировав (5.69) по t , получим

$$\frac{dI_{\max}(t)}{dt} = -I_{\max}(t) \left[\frac{dX_d(t)}{dt} + \frac{1}{k_R C} \right] / X_d(t). \quad (5.70)$$

Уравнение (5.70) легко решается численными методами.

Начальное условие, согласно § 1.2, определяется равенством $I_{\max}(0)$ ударному току короткого замыкания $I_{\max}(0) = 2\sqrt{2}E_0'X_d^*$. Зная $I_{\max}(t)$, можно легко перейти к истинному $i(t)$ генератора при заряде ЕН и определить его основные параметры.

Если емкость ЕН достаточно велика, то время ее заряда намного больше T_d'' , T_d' , T_a и основная часть зарядного процесса происходит при $X_d(t) \approx X_d = \text{const}$.

В этом случае (5.69) принимает вид

$$k_E E_0 = I_d(t) k_R X_d + u_C(t), \quad (5.71)$$

где $u_C(t) = (1/C) \int_0^t I_d(t) dt$.

Уравнение (5.71) описывает известный переходный процесс в активно-емкостной цепи, подключаемой к источнику постоянного напряжения.

Имеем

$$\left. \begin{aligned} u_C &= k_E E_0 (1 - e^{-t/\tau}); \quad I_d(t) = I_d(0) e^{-t/\tau}; \quad I_d(0) = k_i E_0 / X_d; \\ I_{\max}(t) &= \sqrt{2} E_0 e^{-t/\tau} / X_d; \quad \tau = k_R X_d C. \end{aligned} \right\} \quad (5.72)$$

Развитый выше подход относится к неуправляемому режиму заряда ЕН от источника с постоянной амплитудой ЭДС. Такой режим неэкономичен и применяется в случаях, когда регулирование ВГ в процессе заряда ЕН затруднительно. Обычно при заряде ЕН параметры ВГ регулируются так, чтобы процесс заряда был наиболее рациональным по какому-либо показателю: максимуму КПД, наилучшему использованию генератора, постоянству мощности на валу привода и т. п. Например, потери в активных сопротивлениях зарядного контура можно сделать малыми, а КПД — высоким, если обеспечить постоянство во времени зарядного тока ЕН, т. е. выполнение условия $I_d = \text{const}$. Дифференцируя (5.71) по t в предположении $I_d = \text{const}$, имеем

$$dE_0/dt = I_d / (k_E C) = \text{const}, \quad (5.73)$$

т. е. в режиме $I_d = \text{const}$ необходимо увеличивать ЭДС генератора линейно во времени. Это достигается специальным регулято-

ром, воздействующим на ток возбуждения ВГ в процессе заряда ЕН.

Если требуется повышенное быстродействие регулирования или применяется генератор без обмоток возбуждения, например, с постоянными магнитами, процесс заряда ЕН регулируется воздействием регулятора на управляемые вентили ПВ.

Возможно параметрическое регулирование процесса заряда ЕН путем последовательного или параллельного включения дополнительных емкостей в цепь генератора перед выпрямителем.

§ 5.6. Особенности конструктивного исполнения и области применения вентильных генераторов

Особые требования к ВГ, работающим на активно-индуктивную нагрузку, связаны с необходимостью иметь в них низкие значения коммутационного сопротивления X_k (соответственно X_d''), поскольку при больших X_k снижается выходное напряжение и сильно искажаются формы кривых напряжений и токов генератора. Поэтому при значительных X_k увеличивают расчетную мощность генератора на 15 ... 20 % по сравнению с мощностью при $X_k \rightarrow 0$. При больших X_k возникают перенапряжения на вентильях.

Очевидно, значение X_k будет тем ниже, чем меньше потоки рассеяния в генераторе и чем сильнее развиты демпферные обмотки, обеспечивающие вытеснение быстро изменяющегося потока на пути с малой магнитной проводимостью. Отсюда ясна необходимость использования в ВГ более мощной демпферной системы, чем в обычных синхронных генераторах. По тем же причинам, т. е. для снижения роли коммутационных процессов, ВГ должны иметь несколько пониженную линейную нагрузку. С целью уменьшения изменений выпрямленного напряжения обычно стремятся снизить влияние реакции якоря ВГ, для чего помимо уменьшения линейной нагрузки увеличивают число полюсов $2p$, так как МДС реакции якоря, согласно (1.6), обратно пропорциональна p . Обычно в ВГ число полюсов $2p \geq 8 \dots 10$. Большое число полюсов обеспечивает, как правило, повышенную частоту ЭДС, наводимой в обмотке якоря ВГ, что повышает частоту пульсаций выпрямленного напряжения, облегчая фильтрацию высших гармоник и улучшая качество выпрямленного тока. Число фаз в ВГ также часто делается повышенным для снижения пульсаций выпрямленного напряжения.

В качестве базового для ВГ может применяться любой из рассмотренных ранее бесконтактных генераторов.

Вентильные генераторы на основе синхронных генераторов с вращающимися выпрямителями (см. § 3.2) имеют наилучшие показатели. Такие генераторы обладают малыми полями рассеяния (соответственно малыми X_k) и хорошими массогабаритными показателями. При больших частотах

тах вращения ($n \geq 3000$ об/мин) роторы могут выполняться неявнополюсными в виде сплошного стального цилиндра с пазами для обмотки возбуждения. Массивный ротор обеспечивает генератору хорошие демпфирующие свойства по продольной и поперечной осям и не требует специальных демпферных клеток. При небольших частотах вращения роторы выполняют явнополюсными с развитыми демпферными клетками.

Генераторы с вращающимися выпрямителями широко применяют в ВГ, используемых в теплоэлектрических тяговых установках на тепловозах, мощных автомобильных установках и т. п.,

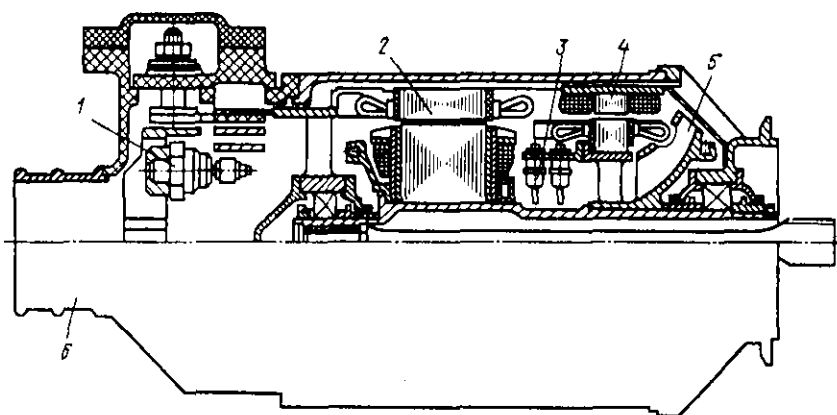


Рис. 5.22. Конструкция ВГ

а также на летательных аппаратах. В последнем случае их конструкция подобна генераторам серии ГТ (см. § 3.2), но без подвозбудителя. Компоновка основных узлов такого ВГ показана на рис. 5.22. Вентили 1 выпрямителя ПВ размещаются на радиаторах со стороны входного воздушного патрубка 6. Под действием напора, создаваемого в воздухозаборниках во время полета (или с помощью центробежного вентилятора 5 в наземных условиях), охлаждающий воздух подается последовательно на вентили 1, основной генератор 2, блок вращающихся выпрямителей 3 и возбудитель 4, а затем выбрасывается наружу. Относительная масса генератора при мощностях 20...30 кВт и $n = 4500...9000$ об/мин составляет $m^* \approx 1,3...1,4$ кг/кВт.

Вентильные генераторы на основе синхронных генераторов с постоянными магнитами, особенно с магнитами из редкоземельных материалов, также обладают хорошими показателями. Достоинство таких ВГ — возможность обеспечения малых значений X_k без развитых демпферных обмоток, поскольку магнитная проводимость постоянных магнитов по

оси d низкая. Однако в ВГ с постоянными магнитами должны, как правило, использоваться управляемые вентили для регулирования выходного напряжения.

Вентильные генераторы на базе БСГ с когтеобразными полюсами и внешнезамкнутым потоком применяются в высокооборотных установках ($n \geq 10000$ об/мин), работающих в сложных окружающих условиях (при повышенных температурах и пр.). Наиболее компактные ВГ такого типа реализуются с использованием ротора, свариваемого из биметаллических дисков (см. рис. 3.12). Благодаря высокой допустимой частоте вращения генератор со сварным ротором может соединяться с высокооборотным газотурбинным приводом без промежуточного редуктора. Однако из-за большого рассеяния значения X_k у таких генераторов относительно высокие.

Вентильные генераторы на базе БСГ с внутризамкнутым потоком, торцовых БСГ и др. (см. § 3.3) могут реализоваться аналогичным образом. Для некоторых применений при $n \geq 12000$ об/мин основой ВГ может быть индукторный генератор, обладающий простой конструкцией ротора. Однако величины X_k у индукторных генераторов существенно больше, чем у синхронных генераторов с вращающимися выпрямителями.

Перспективны ВГ на основе асинхронных генераторов, обеспечивающие питание базового асинхронного генератора реактивной мощностью за счет управляемого выпрямителя (см. § 7.3).

Требования к вентильным генераторам, работающим на емкостную нагрузку, например на емкостный накопитель, могут сильно отличаться от требований к ВГ, работающим на активно-индуктивную нагрузку, и зависят от конкретных режимов работы нагрузки. Такие ВГ с емкостной нагрузкой применяют для импульсной сварки, противообледенительных систем транспортных установок и т. п.

Удельные массы ВГ, оцениваемые по мощности постоянного тока, зависят от использования генератора и без учета массы выпрямителя возрастают в $1/k_{ис}$ раз по сравнению с удельной массой первичного генератора. Увеличение удельной массы за счет неуправляемого полупроводникового выпрямителя обычно невелико (10...20% при мощностях на уровне киловатт и десятков киловатт; 3...5% для ВГ мощностью более 100 кВт). При использовании управляемых ПВ добавка к удельной массе ВГ более существенна и зависит от требуемой глубины и точности регулирования ПВ.

Значительная часть массы установок с ВГ может приходиться на сглаживающий дроссель (см. § 5.4) или емкостной фильтр, используемый в ВГ повышенного напряжения (емкость фильтра $C_f \propto I_d/U_d$, в отличие от индуктивности дросселя, у которого $L_d \propto U_d/I_d$).

§ 5.7. Рабочие процессы в бесконтактных вентильных двигателях постоянного тока

Бесконтактный двигатель постоянного тока является органическим объединением электромеханического и полупроводникового преобразователей.

Принцип действия ВДПТ. Вентильный двигатель постоянного тока (ВДПТ) выполняется на основе полупроводникового инвертора и бесконтактного двигателя переменного тока с обмоткой якоря на статоре и магнитными полюсами на роторе. К вентильным относятся двигатели постоянного и переменного тока (репульсионные) с обмотками на роторе, питаемыми через щеточный контакт. Однако термин «вентильный двигатель» (ВД) все чаще становится синонимом ВДПТ и в таком смысле используется при дальнейшем анализе.

Рассмотрим работу ВД, в котором двигательная часть содержит двухполюсный ротор и трехфазный якорь с катушками AA' , BB' , CC' , а в качестве инвертора используется инвертор тока, обеспечивающий, как известно, неизменное значение первичного тока I_d благодаря индуктивности L_d (рис. 5.23). Инвертор $И$ собирается на управляемых полупроводниковых элементах — тиристорах или транзисторах (для ВД малой мощности). Управление инвертором в наиболее простом варианте осуществляется системой управления $СУ$ с помощью бесконтактных датчиков положения ротора $ДПР$. Помимо $ДПР$ в ВД могут использоваться датчики, фиксирующие положение амплитуды полного магнитного потока, длительность периода коммутации вентилей (угла γ) и др., а также датчики, сигналы которых пропорциональны напряжению и току двигателя (датчики нагрузки). Конструкция ротора ВД такая же, как у любого из рассмотренных ранее БСГ.

Пусть в момент t_1 ротор и связанный с ним поток возбуждения Φ_B занимают положение, изображенное на рисунке, а $ДПР$ включают соответствующие полупроводниковые элементы фазы A и протекающий в катушке AA' ток $I_{AA'}$ создает поток $\Phi_A(t_1)$, направленный под некоторым углом к потоку Φ_B . Благодаря маг-

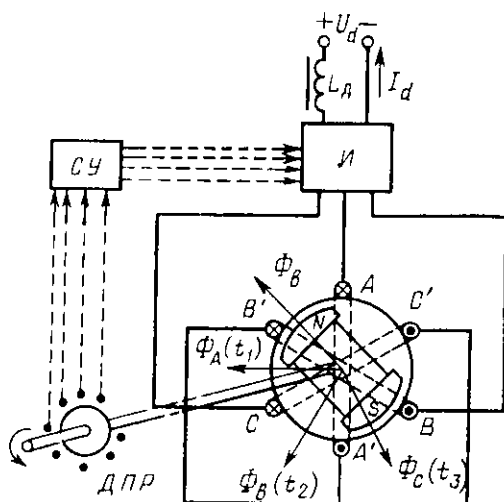


Рис. 5.23. Схема бесконтактного двигателя постоянного тока

нитным силам ротор начнет поворачиваться так, чтобы поток Φ_a совпал с потоком $\Phi_A(t_1)$. Когда оси потоков Φ_a и $\Phi_A(t_1)$ сближаются, ДПР дают сигналы на переключение соответствующих элементов инвертора, благодаря чему возникает ток $I_{B'}$ в фазе B , а ток $I_{A'}$ исчезает. Порядок индексов в обозначении тока соответствует его направлению в проводниках катушек. Поток якоря скачком переводится в положение $\Phi_B(t_2)$, что вызовет дальнейший поворот ротора против часовой стрелки. При сближении осей потоков Φ_a и $\Phi_B(t_2)$ по сигналу ДПР элементы инвертора опять переключаются, возникает ток $I_{C'}$ в катушке фазы C , фаза B отключается, создается очередное скачкообразное перемещение Φ на 60° в положение $\Phi_C(t_3)$, что приводит к дальнейшему повороту ротора, затем создается ток $I_{A'}$ и т. д. Обычно на роторе ВД имеются высокопроводящие контуры (демпферные обмотки, полюсные наконечники и др.), которые согласно известному правилу Ленца стремятся ослабить изменение магнитного потока в роторе. Поэтому скачкообразные перемещения потока относительно ротора сглаживаются и для ВД средней и большой мощности можно полагать, что поток якоря вращается равномерно со средней скоростью ротора, т. е. в МДС якоря превалирует первая гармоника, создающая синхронно вращающееся поле, а высшие гармоники МДС подавляются демпфирующими контурами.

Вращение ротора, в свою очередь, приводит к наведению в обмотках якоря ЭДС вращения, которая, как известно, пропорциональна частоте вращения ротора n и потоку. Форму кривой ЭДС вращения в первом приближении можно считать синусоидальной. ЭДС вращения, подобно ЭДС коллекторных и синхронных двигателей, стремится скомпенсировать приложенное к якорю напряжение. Ясно, что чем больше подводимое к двигателю напряжение, тем больше должна быть компенсирующая его ЭДС, а следовательно, и частота вращения ротора. Таким образом, один из способов регулирования частоты вращения n двигателя связан с изменением напряжения питания. Другой способ регулирования n основан на изменении значения Φ_a (например, с помощью тока возбуждения, если в ВД имеются обмотки возбуждения). Если уменьшать Φ_a , сохраняя неизменным напряжение питания, то для поддержания требуемой ЭДС вращения двигатель ускорится до больших значений n . Третьим способом регулирования n является увеличение угла опережения включения катушек на статоре по отношению к положению ротора, что обычно также приводит к ускорению ротора.

Таким образом, в ВД имеются вращающаяся МДС якоря и ротор с магнитными полюсами, вращающийся с той же (синхронной) скоростью, что и МДС якоря, и индуцирующий в якоре синусоидальную ЭДС вращения. Это позволяет в дальнейшем анализировать ВД на базе теории синхронных машин.

В то же время при определенных условиях ВД по происходящим в них процессам близки к коллекторным двигателям постоянного тока. Поэтому в ряде случаев можно исследовать ВД по средним параметрам с использованием элементов теории классических машин постоянного тока, как это показано ниже.

Инвертирование тока в ВД. Инвертирование тока в ВД осуществляется с помощью известных инверторных схем, особенно работы которых определяются типом полупроводниковых элементов. В ВД малой мощности инвертор содержит транзисторы, работающие в ключевом режиме, которые включаются и отключаются от ДПР в нужные моменты времени. Инверторы на транзисторах, используемые для питания ВД, подробно рассмотрены в технической литературе. Для ВД повышенной мощности в инверторе применяют тиристоры. Их включение обеспечивается сигналами, зависящими от положения ротора, а отключение требует создания паузы рабочего тока (см. § 5.1). Наиболее рациональный способ отключения тиристоров в ВД обеспечивается в схемах с естественной коммутацией (называемой также машинной коммутацией). Суть последней заключается в использовании ЭДС вращения, наводимой в якорных обмотках, для создания паузы тока в тиристорах. В тиристорных инверторах ВД можно применять и искусственную коммутацию, при которой пауза тока в тиристорах создается с помощью специальной электрической схемы, обычно содержащей вспомогательные конденсаторы.

Рассмотрим трехфазный мостовой инвертор тока на тиристорах с машинной коммутацией, широко используемый в силовых ВД. Его схема приведена на рис. 5.24, а временные диаграммы напряжений и токов — на рис. 5.25. Под u_A , u_B , u_C , как и в генераторах, понимаются мгновенные фазовые значения напряжений на зажимах обмоток фаз машины, определяемые ЭДС обмоток за вычетом падений напряжения из-за реакции якоря, падений напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния и внутреннем омическом сопротивлении обмоток фаз. Возможность использования в качестве u_A , u_B , u_C , так называемой неискаженной ЭДС машины обсуждалась при рассмотрении ВГ.

Схема соединения вентиляей соответствует полярности приложенного напряжения U_d : плюсовой зажим подключен к вентилям 1, 3, 5 анодной группы (рис. 5.24), минусовый — к вентилям 2, 4, 6 катодной группы. Положительные значения фазных напряжений

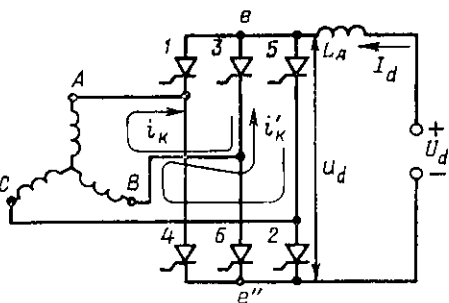


Рис. 5.24. Трехфазный мостовой инвертор с машинной коммутацией

u_A, u_B, u_C соответствуют положительным потенциалам средних точек моста инвертора. Потенциал нулевой точки якорной обмотки ВД будем считать нулевым.

Для того чтобы ток от внешнего источника поступал в якорь ВД, приложенное к входным зажимам инвертора внешнее напряжение u_d должно в среднем несколько превышать линейные напряжения на обмотках. Входной ток инвертора сглаживается индуктивностью L_d .

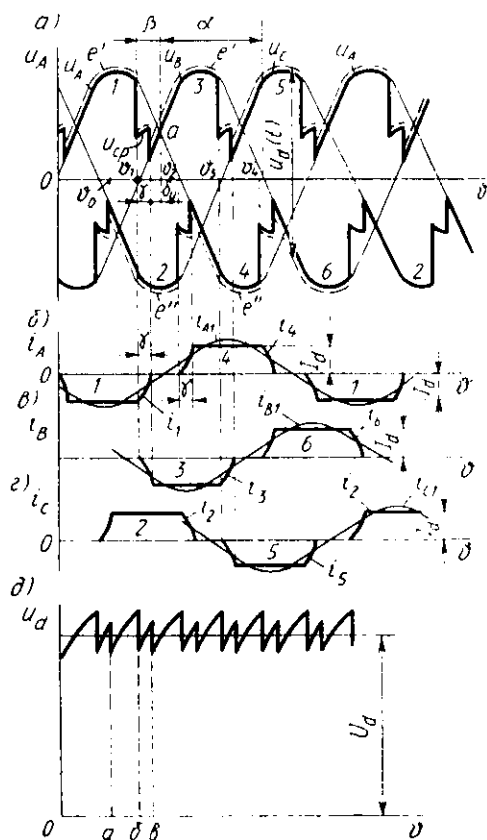


Рис. 5.25. Временные диаграммы напряжений (а), токов (б...г) и противоЭДС (д) трехфазного мостового инвертора

Пусть на интервале $\theta_0 - \theta_1$ ток течет через вентиль 1 фазы А и вентиль 2 фазы С (рис. 5.25). Протекание тока через тиристоры 1 и 2 обеспечивается тем, что потенциал e' верхнего зажима инвертора (общего анода) больше u_A на величину внутреннего падения напряжения в вентиле, т. е. к вентилю 1 приложено прямое напряжение. Аналогично, потенциал e'' нижнего зажима инвертора (общего катода) несколько ниже u_C , поэтому к вентилю 2 также приложено прямое напряжение. Разность $u_d = e' - e''$ равна напряжению, приложенному к входным зажимам инвертора. Очевидно, что u_d меняется во времени, но его среднее значение постоянно и равно напряжению питания U_d (если не учитывать омическое сопротивление дросселя L_d). Отличие мгновенных значений $u_d(\theta)$ от U_d обеспечивается за счет ЭДС самоиндукции в индуктивности L_d .

Как известно, работа инверторов характеризуется углом опережения β между моментом начала коммутации и моментом, когда пересекаются кривые $u(\theta)$ коммутирующих фаз (точка а на рис. 5.25, а). Кроме того, часто фиксируется угол β_0 между моментом начала коммутации и моментом пересечения кривых ЭДС х.х. $e_0(\theta)$ коммутирующих фаз. Так как сдвиг фаз между E_0 и U

является углом нагрузки θ (см. § 1.2), то $\beta_0 = \beta + \theta$. Практическое определение β_0 легче, чем β , поскольку E_0 однозначно зависит от потока индуктора, т. е. положения полюсов ротора и для фиксации β_0 можно использовать непосредственно датчики положения ротора, в то время как для фиксации β необходимы датчики положения полного потока, определяющего U .

Работает инвертор следующим образом. Предположим, что в момент θ_1 , соответствующий определенному значению β , система управления подает сигнал на управляющий электрод вентиля 3 фазы B (рис. 5.25, a). Вентиль включается, так как в момент θ_1 к нему приложено прямое напряжение $e' - u_B \approx u_A - u_B$. Поскольку вентиль 1 при $\theta = \theta_1$ остается включенным, образуется короткозамкнутый контур: вентиль 3 — фаза B — фаза A — вентиль 1. В контуре действует линейное напряжение $u_A - u_B$, под действием которого течет коммутационный ток i_k , направленный навстречу току вентиля 1 (см. рис. 5.24). Благодаря этому полный рабочий ток i_1 за время, соответствующее углу коммутации γ , падает от I_d до нуля, а ток i_3 в вентиле 3 нарастает от нуля до I_d (рис. 5.25, $b, в$). В период коммутации γ , так же как в выпрямительном режиме, напряжение на коммутирующих вентилях равно среднему значению, т. е. $u_{ср} = 0,5(u_A + u_B)$, а потенциал e' анодного зажима практически совпадает с $u_{ср}$. По окончании коммутации и отключении вентиля 1 продолжает работать вентиль 3. Потенциал на анодном зажиме e' несколько больше u_B для покрытия внутренних падений напряжения.

После периода коммутации γ , когда ток в вентиле 1 упал до нуля, к нему в течение периода δ_n приложено обратное напряжение $u_A - e' \approx u_A - u_B$. Это создает требуемую для надежного отключения вентиля паузу тока. Очевидно,

$$\beta = \gamma + \delta_n. \quad (5.74)$$

Угол δ_n называется *углом запаса запирающей способности вентиля*. Он не должен быть меньше некоторой предельной величины $\delta_{н пр} = 2\pi f t_n$, где f — частота тока, t_n — время паузы тока, необходимой для отключения тиристора ($t_n \approx 10 \dots 30$ мкс). Если угол запаса меньше предельной величины $\delta_n < \delta_{н пр}$, то длительность паузы тока будет недостаточной для полного отключения тиристора, и так как за точкой пересечения кривых u_A и u_B (или e') к вентилю 1 опять будет приложено прямое напряжение, он не успеет отключиться, что приведет к опрокидыванию инвертора. В течение времени работы вентиля 3 потенциал анодного зажима описывается кривой e' , близкой к u_B . В момент θ_3 подается сигнал на вентиль 5, он включается и за счет коммутационного тока i_k' (см. рис. 5.24) происходит переключение тока с вентиля 3 на вентиль 5, подобно переключению тока с вентиля 1 на вентиль 3. За точкой $\theta_3 + \gamma$ потенциал общего анода e' следует за u_C .

В промежутке между ϑ_1 и ϑ_3 коммутируют вентили катодной группы. В момент ϑ_2 подается сигнал на вентиль 4. До ϑ_2 потенциал общего катода описывался кривой e'' , близкой к u_c , поэтому в момент ϑ_2 к вентилю 4 приложено прямое напряжение $|e''| - |u_A|$ и он включается. В образовавшемся короткозамкнутом контуре вентиль 4 — фаза А — фаза С — вентиль 2 под действием напряжения $u_c - u_A$ возникает коммутационный ток, направленный навстречу току i_2 вентиля 2, который благодаря этому отключается. После окончания коммутации продолжает работать вентиль 4 и потенциал e'' катодного зажима поддерживается близким к u_A до точки ϑ_4 , когда подается сигнал на включение вентиля 6, и т. д.

Очевидно, что в коммутационный период мгновенные значения $u_d(\vartheta) = e' - e''$ уменьшаются и избыточная часть внешнего постоянного напряжения U_d падает на индуктивности L_d , запасавшей электромагнитную энергию. В межкоммутационный период $u_d(\vartheta)$ может превышать U_d , а необходимое добавочное напряжение создается индуктивностью L_d , расходующей запасенную энергию. При этом следует иметь в виду, что хотя входной ток $i_d \approx I_d$ считается постоянным, в действительности всегда имеются его незначительные изменения и ЭДС самоиндукции $e_L = -L_d(di_d/dt)$ благодаря значительной индуктивности дросселя L_d достаточна для обеспечения требуемого отличия $u_d(\vartheta)$ от U_d .

Рассмотрим этот вопрос несколько подробнее с учетом кривой $u_d(\vartheta)$, являющейся противоЭДС инвертора по отношению к входному напряжению (рис. 5.25, д). Кривая $u_d(\vartheta)$ сформирована из межкоммутационных интервалов (а—б), когда $u_d(\vartheta)$ равно разности фазных напряжений (линейному напряжению якоря) и коммутационных интервалов (б—в), на которых $u_d(\vartheta)$ равно разности фазного напряжения некоммутирующей фазы и полусуммы напряжений коммутирующих фаз. ПротивоЭДС $u_d(\vartheta)$ монотонно нарастает между разрывами, что приводит к небольшому снижению тока $i_d \approx I_d$. В дросселе наводится избыточная ЭДС $e_L = -L_d di_d/dt$, складывающаяся с U_d и обеспечивающая напряжение $(e' - e'')$, несколько превышающее противоЭДС $u_d(\vartheta)$. В моменты разрывов кривой $u_d(\vartheta)$ под действием нескомпенсированного напряжения U_d возникает небольшие всплески тока i_d и дроссель принимает на себя избыточное напряжение со стороны U_d .

Из временных диаграмм токов в фазах ВД, показанных на рис. 5.25, б, в, г, видно что токи i_A , i_B , i_C текут навстречу напряжениям своих фаз. Это соответствует потреблению обмотками фаз электромагнитной мощности, т. е. работе устройства в двигательном режиме. Напомним, что в вентильных генераторах направления тока и ЭДС в фазах якорной обмотки совпадают (см. § 5.3).

Между углами α в регулируемом выпрямителе и β в инверторе имеется прямая связь. Угол α (задержка включения вентиля),

например, для фазы B (рис. 5.25, a) соответствует интервалу между точкой a и моментом θ_4 , когда в фазе B начинает протекать ток того же знака, что и u_B (через вентиль 6). Угол β (опережение включения вентиля) соответствует интервалу между точкой a и точкой θ_1 , когда в фазе B начинает протекать ток противоположного знака по отношению к u_B (через вентиль 3). Промежуток между θ_1 и θ_4 равен π , поэтому в соответствии с рис. 5.25, a

$$\alpha + \beta = \pi. \quad (5.75)$$

Это соотношение позволяет использовать для анализа инвертора многие уравнения, полученные для выпрямителя с заменой в них α на $\pi - \beta$.

Из рис. 5.25, $b, в, г$ следует также, что первые гармоники фазных токов i_{A1}, i_{B1}, i_{C1} сдвинуты на $2\pi/3$, т. е. инвертор обеспечивает преобразование постоянного тока в переменный трехфазный. Первая гармоника тока фазы (например, A) опережает напряжение инвертора для той же фазы (эквивалентное напряжению сети и противоположное по знаку наведенному напряжению двигателя $u_A(\theta)$) на угол φ . Это опережение определяется углом β (опережением включения тока в тиристоре по отношению к появлению обратного напряжения $u(\theta)$) и углом коммутации γ , задерживающим достижение током максимального значения. Если, как и в ВГ, принять коммутацию линейной, то

$$\varphi \approx \beta - 0,5\gamma, \quad (5.76)$$

причем благодаря опережающему характеру тока инвертор имеет реактивную мощность $Q = mUI \sin \varphi$ емкостного характера (в отличие от регулируемого выпрямителя, где Q имеет индуктивную природу).

Хотя использование машинной коммутации тиристоров под действием наводимой в обмотках ЭДС является простым и удобным, оно невозможно при пуске ВД, когда ЭДС в обмотках не наводится. Поэтому для обеспечения пуска ВД с машинной коммутацией необходимы специальные меры, например асинхронный пуск, пуск с временным переводом тиристоров в режим искусственной коммутации и др., что усложняет конструкцию и схему ВД.

Как отмечалось выше, возможна постоянная работа ВД с искусственной коммутацией тиристоров, обеспечиваемой, например, с помощью коммутирующих конденсаторов. Одна из схем такого ВД приведена на рис. 5.26. Параллельно с обмотками фаз A, B, C включена батарея конденсаторов C' , нулевая точка которой через вспомогательные тиристоры T' соединена с катодной и анодной точками инвертора. В межкоммутационные интервалы батарея заряжается так, что ее фазные зажимы приобретают потенциалы соответствующих фазных обмоток. В нужный момент времени включается один из тиристоров T' и образуется коммутационный

контур, через который соответствующий конденсатор разряжается, создавая обратный ток в отключаемом главном тиристоре и прямой ток во включаемом главном тиристоре. Так, например, при включенных тиристорах T и T' крайний правый конденсатор заряжается (рис. 5.26). Когда требуется отключить T , включает-ся левый вспомогательный тиристор T' и образуется короткозамкнутый контур, на который разряжается конденсатор, создавая встречный ток в тиристоре T , что обеспечивает его отключение.

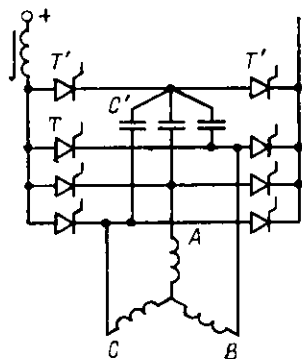


Рис. 5.26. Схема ВД с искусственной коммутацией тиристоров

Для повышения надежности работы коммутирующих конденсаторов они могут заряжаться от специального вспомогательного источника.

В схемах ВД с искусственной коммутацией проблема запуска не возникает.

Рабочие процессы и основные характеристики ВД. Если предположить, что инвертор обеспечивает подачу на обмотку якоря ВД независимого синусоидального напряжения и процессы коммутации в инверторе несущественны, то ВД будет подобен обычному синхронному двигателю (см. § 1.2).

При неявнополюсном роторе момент M такого двигателя с пренебрежимо малым активным сопротивлением обмотки якоря и $X_d \approx X_q$ практически равен значению $M_{эм}$, определяемому по формуле (1.8):

$$M = (mE_0 U \sin \theta) / (\omega_p X_d). \quad (5.77)$$

Если инвертор автономный и частота инвертируемого тока поддерживается неизменной, то рассматриваемая система является механическим объединением преобразователя (инвертора) и синхронного двигателя без проявления каких-либо новых качеств. Очевидно, что угловая частота вращения двигателя однозначно связана с частотой тока и является постоянной, а механическая характеристика двигателя имеет вид горизонтальной прямой, как у классического синхронного двигателя. При сохранении неизменным потока возбуждения значения $P_{эм}$ и M определяются значением угла нагрузки θ (см. рис. 1.6). Предельная точка механической характеристики соответствует предельному θ , превышение которого приводит к выпадению двигателя из синхронизма.

Основные особенности органического объединения инвертора и синхронного двигателя в ВД начинают проявляться тогда, когда инвертор не является автономным, а сигналы на переключение его полупроводниковых элементов поступают от системы управления в зависимости от положения ротора. Такой инвертор называется зависимым. Частота тока в обмотке якоря при этом, оче-

видно, может изменяться. В общем случае система управления регулирует также подводимое к двигателю напряжение U_c и ЭДС холостого хода E_0 (изменением тока возбуждения).

На работу ВД большое влияние оказывают реакции якоря и коммутация вентиляей.

Индуктивное сопротивление коммутации X_k , очевидно, определяется теми же формулами (5.3) ... (5.6), что и для ВГ. Значение угла коммутации γ для трехфазного инвертора можно определить по формуле (5.11), в которой, согласно (5.75), следует заменить α на $\pi - \beta$, тогда

$$\cos(\beta - \gamma) = \cos \beta + [2I_a X_k (\sqrt{6}U)], \quad (5.78)$$

где U — действующее значение напряжения двигателя, наведенного в его якоре полным потоком в зазоре.

Так же как и в выпрямителе, увеличение потребляемого тока I_a приводит к росту γ . Согласно (5.74), минимальное значение угла опережения

$$\beta_{\min} = \gamma + \delta_{\text{инв}}. \quad (5.79)$$

При нарушении этого условия угол запаса δ оказывается недостаточным для создания требуемой паузы тока тиристора.

Уравнение внешней характеристики трехфазного мостового инвертора при $\gamma < \pi/3$ определяется (5.20) с учетом (5.75)

$$U_a = -[(3\sqrt{6}/\pi)U \cos \beta + (3\pi)X_k I_a]. \quad (5.80)$$

Знак минус в правой части (5.80) соответствует тому факту, что напряжение U_a на входных зажимах инвертора (противоЭДС инвертора) препятствует протеканию тока от внешнего источника в цепи постоянного тока.

Для определения угла нагрузки θ вентильного двигателя можно воспользоваться рис. 5.27, на котором с учетом рис. 1.8 построена векторная диаграмма явнополюсного ВД при пренебрежении активным сопротивлением обмотки якоря. Используя (5.74), (5.76), запишем $F_{ad} = F_a \sin(\theta + \varphi) = F_a \sin(\theta + \delta_n + 0,5\gamma)$, $F_{aq} = F_a \cos(\theta + \delta_n + 0,5\gamma)$. С учетом приведения МДС к первичной МДС F_0 имеем $F'_{ad} = k_d F_{ad}$, $F'_{aq} = k_q F_{aq}$. Так как $k_d \neq k_q$, вектор F_a не совпадает с F'_a . Магнитодвижущая сила по оси d есть $F_d = F_0 - k_d F_{ad}$. Поскольку полная МДС F перпендикулярна вектору $\vec{U}$, имеем из рис. 5.27

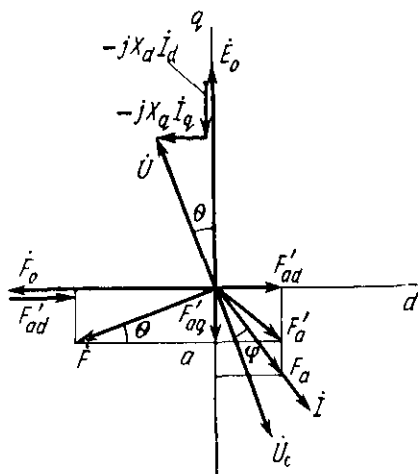


Рис. 5.27. Векторная диаграмма явнополюсного ВД с учетом МДС

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{k_q F_a \cos(\theta + \delta + 0,5\gamma)}{F_0 - k_d F_a \sin(\theta + \delta + 0,5\gamma)} \quad (5.81)$$

Для неявнополюсного ВД в (5.81) можно принять $k_d = k_q \approx 1$. По (5.81) можно найти θ для фиксированных F_a , F_0 , δ и γ .

Характеристики ВД в большой степени определяются режимом работы инвертора. Возможны различные режимы ВД, например:

$\beta = \text{const}$, т. е. сохраняется постоянным угол опережения относительно точек пересечения кривых фазных напряжений (рис. 5.25, а); $\beta_0 = \beta + \theta = \text{const}$, т. е. сохраняется постоянным угол опережения относительно точек пересечения кривых фазных ЭДС холостого хода (E_0); $\gamma_{\text{ср}} = \text{const}$, т. е. сохраняется постоянным средний угол коммутации и др.

В первом режиме используются датчики положения амплитуды полного потока ВД, определяющего фазу U . Во втором режиме применяются датчики положения ротора (ДПР), поскольку фаза E_0 зависит только от положения полюсов ротора (оси d). Для третьего режима помимо датчиков положения амплитуды потока необходимо использовать датчики угла коммутации.

Возможны также режимы типа $\beta = \text{const}$, $\gamma = \text{const}$. При этом обеспечивается постоянство угла запаса инвертора $\delta_{\text{и}} = \beta - \gamma$, а также неизменность сдвига фаз $\tilde{U}$ и I , поскольку $\varphi \approx \beta - 0,5\gamma = \text{const}$. Если $\varphi = \varphi_{\text{min}} = \text{const}$, то в рассматриваемом режиме ВД работает с наилучшим использованием по мощности, так как

$$P = mUI \cos \varphi. \quad (5.82)$$

В частности, при $\varphi = \text{const}$ может быть реализован режим с постоянной расчетной мощностью ($P = \text{const}$), важный для многих применений (например, для транспортных установок).

Определим характеристики ВД в этом режиме.

Из (5.78) следует, что при $\beta = \text{const}$, $\gamma = \text{const}$ имеем $I_a \omega_p / U = \text{const}$. Приблизительно I_a можно считать пропорциональным I и,

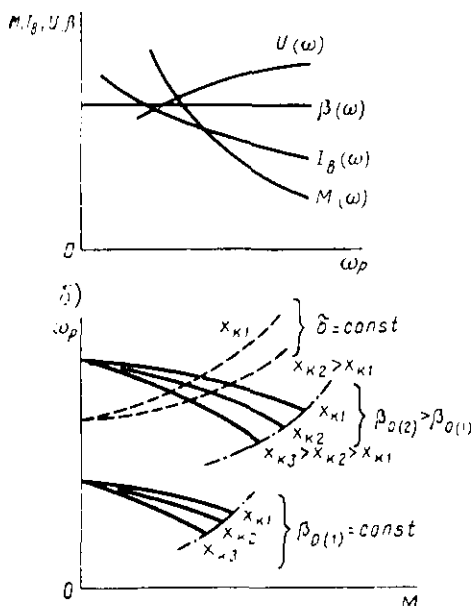


Рис. 5.28. Зависимости показателей ВД от частоты вращения в режиме постоянной мощности (а) и механические характеристики ВД (б)

следовательно, $I_{\omega_p}/U = \text{const}$. Но при $\varphi = \text{const}$, согласно (5.82), $UI = \text{const}$, поэтому должно быть $U \propto \sqrt{\omega_p}$, $I \propto 1/\sqrt{\omega_p}$. В свою очередь, при ненасыщенных магнитопроводах и $\varphi = \text{const}$ имеем $U \propto E_0$, а ЭДС E_0 пропорциональна току возбуждения I_n (предполагается, что двигатель имеет обмотку возбуждения) и скорости ω_p . Поэтому имеем $I_{n\omega_p} \propto \sqrt{\omega_p}$, т. е. $I_n \propto 1/\sqrt{\omega_p}$. Таким образом, в режиме $P = \text{const}$ система управления должна поддерживать постоянным угол β и изменять напряжение на двигателе прямо пропорционально, а ток возбуждения — обратно пропорционально $\sqrt{\omega_p}$. Зависимость частоты вращения от момента $\omega_p(M)$ в этом случае является параболой. Характеристики ВД в рассмотренном режиме показаны на рис. 5.28, а.

В общем случае форма основной зависимости вентильного двигателя $\omega_p(M)$ может варьироваться в широких пределах путем задания необходимых законов управления для β , β_0 , U и I_n . Она может быть астатической, иметь положительный и отрицательный коэффициенты статизма, экстремумы и т. п. в зависимости от конкретных требований и реализующей их системы управления. В качестве примера на рис. 5.28, б приведены механические характеристики неявнополюсного ВД при $I_n = \text{const}$, $\beta_0 = \text{const}$. Этому режиму соответствует наименьший по сравнению с другими способами регулирования рабочий зазор в двигателе, что обеспечивает его хорошие массогабаритные показатели. Падение ω_p с ростом M при $\beta_0 = \text{const}$ связано с тем, что падает угол $\beta = \beta_0 - \theta$, уменьшаются φ и размагничивающая реакция якоря, увеличивается магнитный поток. Кривые $\omega_p(M)$ располагаются тем выше, чем больше β_0 . Это можно объяснить тем, что с ростом β_0 ток становится все более опережающим по отношению к напряжению на двигателе и размагничивающая реакция якоря увеличивается. Из-за снижения суммарного магнитного потока частота вращения ВД увеличивается, чтобы ЭДС вращения могла скомпенсировать приложенное напряжение. При $\beta_0 = \text{const}$ значение ω_p падает с ростом M тем сильнее, чем больше X_k . Увеличение M , как правило, сопровождается ростом тока двигателя и соответственно увеличением угла γ . Так как $\beta_0 = \text{const}$, рост γ приводит к снижению угла запаса δ_n инвертора. При некотором M имеем $\delta_n = \delta_{n\text{пр}}$ и инвертор работает на пределе устойчивости. Соответствующие ему границы обозначены на рис. 5.28, б штрихпунктирными линиями.

Если система управления поддерживает неизменным угол запаса $\delta_n = \beta - \gamma$, то обеспечивается оптимальный режим по надежности инвертирования. При этом механические характеристики приобретают нарастающий характер (пунктирные линии на рис. 5.28, б). Вид пунктирных кривых объясняется тем, что с ростом M и тока двигателя увеличивается угол γ . Поэтому для поддержания $\delta_n = \beta - \gamma = \text{const}$ необходимо увеличивать β . Последнее «уводит» впе-

ред первую гармонику тока и усиливает размагничивающую реакцию якоря. Снижение потока вызывает рост ω_r для обеспечения необходимого значения ЭДС вращения, компенсирующей приложенное напряжение. Работа ВД в режиме $\delta = \text{const}$ может быть неустойчивой из-за возрастающего характера кривой $\omega_r(M)$.

Другим примером неустойчивого режима ВД с пренебрежимо малым активным сопротивлением является случай $\beta = \text{const}$, $U = \text{const}$ при увеличивающемся токе I_d и моменте M . Как следует из (1.9а), E_0 в этом случае должно расти, следовательно, будет возрастать и частота вращения.

Зависимости между основными осредненными электромагнитными и механическими показателями ВД могут быть представлены формулами, подобными известным аналогичным формулам для коллекторных машин постоянного тока. Выразим вначале ЭДС двигателя через поток и частоту вращения. Среднее значение линейной противоЭДС в пренебрежении внутренними падениями напряжения определится интегрированием разности ($e' - e''$) по времени (см. рис. 5.25, а).

Если принять, что кривые e' и e'' образованы фазными напряжениями во внекоммутационный период и средними значениями смежных фазных напряжений в период коммутации, то после интегрирования ($e' - e''$) по времени и осреднения получим среднее значение противоЭДС двигателя

$$E_d = (e' - e'')_{\text{ср}} = C_e k_n \Phi n, \quad (5.83)$$

где

$$C_e = \pi p N k_0 (1/360); \quad (5.84)$$

$$k_n = (3/\pi) \cos(\delta + 0,5\gamma) \cos 0,5\gamma \quad (5.85)$$

— коэффициент инвертирования; p — число пар полюсов; N — число проводников обмотки якоря; Φ — полный максимальный магнитный поток (с учетом реакции якоря и рассеяния); n — частота вращения, об/мин.

Пусть в цепи якоря двигателя имеется некоторое эквивалентное активное сопротивление R_a . Тогда уравнение напряжений для двигателя запишется в виде

$$U_d = E_d + I_d R_a, \quad (5.86)$$

где U_d равно приложенному напряжению, I_d — среднее значение потребляемого двигателем тока.

С учетом (5.83) получим

$$n = (U_d - I_d R_a) / (C_e k_n \Phi). \quad (5.87)$$

Мощность ВДПТ

$$P = E_d I_d. \quad (5.88)$$

Соответственно с учетом (5.87) момент

$$M = P/\omega_p = C_m k_n \Phi I_d, \quad (5.89)$$

где

$$C_m = p N_p (2\sqrt{3}). \quad (5.90)$$

Формулы (5.87) и (5.89) подобны аналогичным формулам коллекторных двигателей постоянного тока. Специфика ВД для записанных выражений проявляется в наличии коэффициента k_n и использовании полного потока Φ с учетом реакции якоря, которая приводит к существенному размагничиванию машины. Если реакция якоря проявляется слабо, то ВД по протекающим в нем процессам ближе к коллекторному двигателю постоянного тока, чем к синхронному двигателю.

Как следует из (5.85) и (5.87), частоту вращения ВД можно регулировать, изменяя напряжение питания, активное сопротивление в цепи якоря, ток возбуждения и угол опережения инвертора $\beta = \delta_n + \gamma$. Первые три способа такие же, как для коллекторных двигателей постоянного тока, четвертый является специфическим для ВД.

Для ВД зависимость частоты вращения n от нагрузки и потребляемого тока I_d носит неоднозначный характер. Если мощность двигателя мала, размагничивающая реакция якоря проявляется незначительно и сопротивление R_a существенное, то при увеличении I_d главную роль играет уменьшение числителя в (5.87) и n падает, как в обычном коллекторном двигателе.

При относительно большой мощности ВД, когда сопротивление R_a мало, а реакция якоря, вызывающая снижение потока Φ , значительна, увеличение I_d вызывает преобладающее снижение знаменателя в (5.87) и n возрастает. Очевидно, что такой режим ВД обладает пониженной устойчивостью.

§ 5.8. Обобщенный анализ вентильного двигателя

Проведем обобщенный анализ ВД с учетом регулирования, реакции якоря и коммутации вентилей при произвольном числе фаз m для различных схем инвертора. Двигатель работает в режиме машинной коммутации. Полный магнитный поток, создаваемый индуктором и якорем, наводит в смежных обмотках фаз якоря синусоидальные напряжения $u_{j-1}(\theta)$, $u_j(\theta)$, $u_{j+1}(\theta)$, где $\theta = \omega t$. Вентили инвертора включаются с углом опережения β и через них под действием подводимого напряжения текут токи $i_{j-1}(\theta)$, $i_j(\theta)$, $i_{j+1}(\theta)$, встречные относительно наведенных напряжений. Коммутация происходит в пределах угла γ , а полный потребляемый ток I_d постоянен благодаря сглаживающему дросселю, т. е. $i_{j-1}(\theta) + i_j(\theta) = I_d$ во время коммутации и $i_j(\theta) = I_d$ вне угла γ (рис. 5.29). В дальнейшем для упрощения формул знак минус перед токами

(или напряжениями) опускается. Имеем

$$u_j = U_m \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{m} - \beta \right); \quad (5.91)$$

$$u_{j-1} = U_m \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{m} - \beta + \frac{2\pi}{3} \right), \quad (5.92)$$

где U_m — амплитуда наводимого фазного напряжения.

В период коммутации с учетом (5.91), (5.92)

$$u_{\tau} = 0,5(u_j + u_{j-1}) = U_m \cos \left(\vartheta - \beta \right) \cos \left(\pi/m \right). \quad (5.93)$$

Энергия, потребляемая фазой при нарастающем ($i_{\tau\uparrow}$) и спадающем токе ($i_{\tau\downarrow} = I_d - i_{\tau\uparrow}$) соответственно:

$$W_{\tau\uparrow} = \int_{\delta}^{\gamma} u_{\tau}(\vartheta) i_{\tau\uparrow}(\vartheta) d\vartheta;$$

$$W_{\tau\downarrow} = \int_0^{\gamma} u_{\tau}(\vartheta) [I_d - i_{\tau\uparrow}(\vartheta)] d\vartheta$$

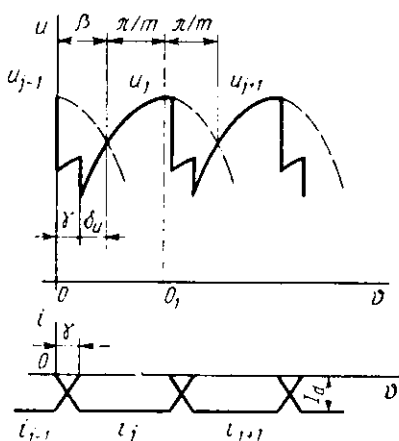


Рис. 5.29. Фазные напряжения $u(\vartheta)$ и токи $i(\vartheta)$ ВД

(с точностью до постоянного множителя ω).

Энергия, потребляемая за период коммутации с учетом (5.93),

$$\begin{aligned} W_{\tau} &= W_{\tau\uparrow} + W_{\tau\downarrow} = I_d \int_0^{\gamma} u_{\tau}(\vartheta) d\vartheta = \\ &= 2U_m I_d \cos(\pi/m) \sin(\gamma/2) \cos[\beta - (\gamma/2)]. \end{aligned} \quad (5.94)$$

Как и в вентильном генераторе, энергия W_{τ} не зависит от формы кривой $i_{\tau}(\vartheta) = i_{\tau\uparrow}(\vartheta)$ при условии $I_d = \text{const}$.

Энергия, потребляемая фазой вне угла γ (начало координат на рис. 5.27 для удобства помещено в точку O_1),

$$W = \int_{-\frac{\pi}{m} - \beta + \gamma}^{\frac{\pi}{m} - \beta} U_m I_d \cos \vartheta d\vartheta = 2U_m I_d \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \sin \left(\frac{\pi}{m} - \frac{\gamma}{2} \right). \quad (5.95)$$

Если используются обмотки фаз с однополупериодным питанием, то осредненная мощность фазы $P_{\phi} = (W + W_{\tau})/2\pi$, поскольку

фаза включается один раз за период изменения $u_j(\theta)$. Для обмоток с двухполупериодным питанием $P_\Phi = (W + W_\gamma)/\pi$, так как фаза включается за период дважды. Таким образом, с учетом (5.94), (5.95)

$$P_\Phi = \frac{n_n}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} U_m I_d \cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right), \quad (5.96)$$

где, как и для ВГ, $n_n = 1$ для обмоток с однополупериодным (неревверсивным) питанием и $n_n = 2$ для обмоток с двухполупериодным (реверсивным) питанием.

Дальнейший анализ процессов в ВД проводится так же, как в ВГ. Формулу (5.96) можно получить сразу из (5.43), заменяя α на $\pi - \beta$ согласно (5.75). Появляющиеся при этом знаки минус соответствуют потреблению мощности, а не генерированию, как предполагалось при записи (5.43).

Аналогичная замена $\alpha = \pi - \beta$ позволяет получить из (5.51), (5.52) и (5.49) следующие формулы:

$$U_d = -\frac{n_n m}{\pi} \sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m} \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right) \cos \frac{\gamma}{2}; \quad (5.97)$$

$$U_d = -\frac{n_n m}{\pi} \left[\sin \frac{\pi}{m} \sqrt{2} U \cos \beta + \frac{1}{2} X_k I_d \right]; \quad (5.98)$$

$$\gamma = \beta - \arccos \left[\cos \beta + \frac{X_k I_d}{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m}} \right], \quad (5.99)$$

где U_d — внешнее напряжение, поэтому знаки минус в правых частях (5.97) и (5.98) опущены.

С учетом (5.74) из (5.99) следует

$$\gamma = \arccos \left[\cos \delta_a - \frac{X_k I_d}{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{m}} \right] - \delta_a. \quad (5.100)$$

Действующее значение тока фазы ВД определяется с учетом линейной коммутации так же, как и для ВГ, поэтому коэффициент k_i для ВД определяется формулой (5.46). В некоторых работах по вентильным двигателям действующее значение фазного тока определяется для первой гармоники трапецидального тока при линейной коммутации. Тогда для $m = 3$ $k_i = I/I_d = \sqrt{6} \sin (\gamma/2)/0,5\gamma$. Однако при характерных для вентильных машин значениях угла γ , равных 0,2 ... 0,5 рад, последняя формула дает практически тот же результат, что и (5.46).

Коэффициент использования ВД, равный отношению мощности питания постоянного тока к расчетной мощности базового двигателя, находится по (5.47) с заменой α на $\pi - \beta$:

$$k_{ис} = \frac{P_d}{mUI} = \frac{\sqrt{2n_n} \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\beta - \frac{\gamma}{2} \right)}{\pi \sqrt{\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi}}} \quad (5.101)$$

Формально появляющийся при этом знак минус соответствует изменению направления передачи энергии и для простоты опускается.

Для общего случая, когда $X_d \neq X_q$ и значения R_a существенны, из векторной диаграммы на рис. 1.8 с учетом $\vec{U}_c = -\vec{U}$ ($U_c = U$) имеем

$$E_0 = U \cos \theta + X_d I \sin \psi - R_a I \cos \psi; \quad (5.102)$$

$$\cos \psi = \frac{U \cos \varphi - R_a I}{\sqrt{(U \sin \varphi + X_q I)^2 + (U \cos \varphi - R_a I)^2}}; \quad (5.103)$$

$$\sin \psi = \frac{U \sin \varphi + X_q I}{\sqrt{(U \sin \varphi + X_q I)^2 + (U \cos \varphi - R_a I)^2}}. \quad (5.104)$$

С учетом $\varphi = \psi - \theta$ окончательно получим

$$\begin{aligned} E_0 \sqrt{(U \sin \varphi + X_q I)^2 + (U \cos \varphi - R_a I)^2} = \\ = (U \cos \varphi - R_a I)^2 + (X_d I + U \sin \varphi)(X_q I + U \sin \varphi). \end{aligned} \quad (5.105)$$

Если $X_d = X_q$ и $R_a \rightarrow 0$, то, согласно (1.9а), или непосредственно из векторной диаграммы неявнополюсного синхронного двигателя на рис. 1.8, б $U = \sqrt{E_0^2 - X_d^2 I^2 \cos^2 \varphi} - X_d I \sin \varphi$.

Сдвиг фаз векторов $\vec{U}_c$ и I :

$$\varphi = \beta - (\gamma/2) = \delta_n + (\gamma/2). \quad (5.106)$$

При более строгом подходе $\varphi = \beta - (\gamma/2) - \xi$, где ξ — поправка из-за перехода от реальной кривой фазного напряжения (см. например, рис. 5.8) к первой гармонике напряжения, однако в приближенном анализе этой поправкой часто пренебрегают.

Угол нагрузки при $X_d = X_q$, $R_a = 0$ определяется из векторной диаграммы (см. рис. 1.8):

$$\theta = \arctg \frac{U \sin \varphi + X_d I}{U \cos \varphi} - \varphi. \quad (5.107)$$

Электромагнитный момент неявнополюсного двигателя согласно формуле (1.8)

$$M_{эм} = mUE_0 \sin \theta' \omega_p X_d; \quad (5.108)$$

выходной момент на валу ВД может находиться по энергетическому балансу

$$M = \eta U_d I_d' \omega_p, \quad (5.109)$$

где η — КПД двигателя.

Соотношения (5.102)–(5.105), так же как и (1.9а), строго верны при ненасыщенных стальных сердечниках, когда $X_d = \text{const}$, $X_q = \text{const}$. В реальных случаях их точность снижается. Однако для двигателей с постоянными магнитами, представляющих значительный интерес, $X_d \approx X_q \approx \text{const}$ благодаря тому, что существенную часть магнитопровода занимают ПМ, магнитная проводимость которых мала и определяется постоянной проницаемостью возврата (см. § 2.3). Записанные соотношения могут использоваться и для машин с электромагнитным индуктором, работающих со слабонасыщенными сердечниками (машин с когтеобразными полюсами, индукторных и др.).

Перейдем к безразмерным показателям. Для этого введем базисные величины: для ЭДС и напряжения $E'_0 = c_e n' \Phi'$ (где n' и Φ' — базисные значения частоты вращения и потока холостого хода соответственно, c_e — постоянная); для сопротивлений $X'_d = \omega' L_d$; для тока $I' = E'_0 / X'_d$. В качестве базисных величин могут применяться номинальные значения соответствующих показателей.

Из (5.105), (5.100), (5.97) и (5.107) получаем соответственно следующие уравнения:

$$\begin{aligned} & \tilde{\Phi} \tilde{n} \sqrt{(\tilde{I} \tilde{n} \tilde{L}_q + \tilde{U} \cos \varphi)^2 + (\tilde{U} \cos \varphi - \tilde{R} \tilde{I})^2} = \\ & = (\tilde{U} \cos \varphi - \tilde{R} \tilde{I})^2 + (\tilde{I} \tilde{n} + \tilde{U} \sin \varphi)(\tilde{I} \tilde{n} \tilde{L}_q + \tilde{U} \sin \varphi); \end{aligned} \quad (5.110)$$

$$\gamma = \arccos \left[\cos \delta_n - \frac{\tilde{I} \tilde{L}_\kappa}{k_l \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m}} \left(\frac{\tilde{n}}{\tilde{U}} \right) \right] - \delta_n; \quad (5.111)$$

$$\tilde{U}_d = \sqrt{2} \frac{n_m}{\pi} \tilde{U} \sin \frac{\pi}{m} \cos \frac{\gamma}{2} \cos \varphi; \quad (5.112)$$

$$\theta = \arctg \frac{\tilde{U} \sin \varphi + \tilde{n} \tilde{I}}{\tilde{U} \cos \varphi} - \varphi, \quad (5.113)$$

где угол φ определяется (5.106), $\tilde{\Phi} = \Phi / \Phi'$, $\tilde{n} = n / n'$; $\tilde{U} = U / E'_0$, $\tilde{U}_d = U_d / E'_0$, $\tilde{L}_q = L_q / L_d$, $\tilde{R} = R_a / X'_d$, $\tilde{L}_\kappa = L_\kappa / L_d$, углы измеряются в радианах, L_d и L_q — индуктивности якоря по осям d и q .

Как показывают оценки (см. § 5.11), роль явнополюсности и сопротивления R_a для машин энергетических установок незначительна, поэтому вместо (5.110) в большинстве случаев допустимо пользоваться уравнением (1.9а), которое в безразмерной форме принимает вид

$$\tilde{U} = \tilde{n} \left[\sqrt{\tilde{\Phi}^2 - \tilde{I}^2 \cos^2 \varphi} - \tilde{I} \sin \varphi \right]. \quad (5.114)$$

Вместо (5.111) можно пользоваться формулой (5.99) с введением относительных показателей

$$\gamma = \beta - \arccos \left[\cos \beta + \frac{\tilde{I} \tilde{L}_k}{k_i \sqrt{2} \sin(\tau/m)} \left(\frac{\tilde{n}}{\tilde{U}} \right) \right]. \quad (5.115)$$

Уравнения (5.110) ... (5.114) вместе с уравнениями (5.46), (5.101), (5.106), (5.108), (5.109) образуют полную систему, позволяющую определять все основные показатели ВД и строить его рабочие характеристики для фиксированных значений параметров m , n_n , L_k , L_q , $\tilde{R}$ и задаваемых режимов работы. Если, в частности, заменить φ на $(\delta_n + 0,5\gamma)$ и выделить независимую подсистему из четырех уравнений (5.46), (5.110) [или (5.114)], (5.111) и (5.112) с восемью неизвестными k_i , $\tilde{\Phi}$, $\tilde{n}$, I , O , γ , δ_n , O_d , то для построения

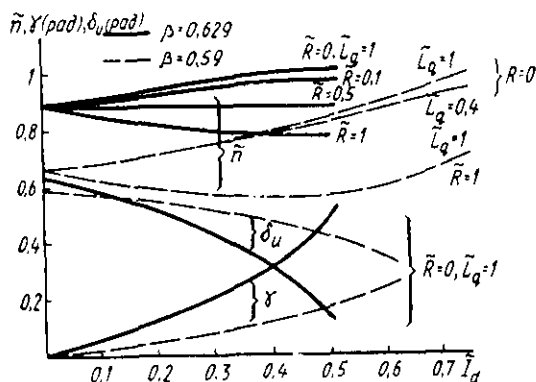


Рис. 5.30. Зависимости частоты вращения, углов запаса тиристоров и коммутации от тока для ВД при различных R и L_q

рабочих характеристик ВД необходимо ввести три дополнительных условия. Можно, например, зафиксировать $\tilde{\Phi}$, задать режим работы (одно из условий типа $\tilde{n} = \text{const}$, $O_d = \text{const}$, $I = \text{const}$, $O_d I_d = \text{const}$ и т. п.) и задать один из углов δ_n или $\beta = \delta_n + \gamma$. Углы β , δ_n , γ могут фиксироваться с помощью датчиков обратной связи системы управления инвертором. Если применяются простейшие датчики поло-

жения ротора, фиксирующие угол ψ , то с учетом $\psi = \varphi + \theta$ исходная подсистема уравнений дополняется соотношением (5.113).

Согласно (5.46), при $m=3$ изменение γ слабо влияет на k_i (например, при $m=3$, $n_n=2$ и $0 \leq \gamma \leq 0,7$ рад значение k_i меняется на 5,8%, составляя в среднем 0,79), поэтому для приближенных оценок в ряде случаев можно принимать $k_i = \text{const}$, что приводит к упрощению расчетов. Однако с ростом числа фаз m изменение k_i увеличивается (при $m=6$ и тех же пределах γ оно достигает 12,5%).

Полученные выше уравнения позволяют для заданных исходных показателей ВД перейти к показателям и параметрам базового синхронного двигателя и осуществить приближенный расчет массогабаритных и энергетических характеристик ВД с использованием подхода, описанного в § 2.11 (для машин с постоянными магнитами) и в § 3.6 (для машин с электромагнитным индуктором).

Типичные характеристики ВД, получаемые на основе формул обобщенного анализа, приведены на рис. 5.30...5.35. Кривые на рис. 5.31...5.35 построены при $\tilde{R}=0$, $L_q=1$. Для определенности кривые построены для конкретных примеров ВД, рассчитываемых в § 5.11 (сплошные линии на рисунках относятся к вариантам 1 и 2 рассчитанных ВД, пунктирные — к варианту 3 ВД).

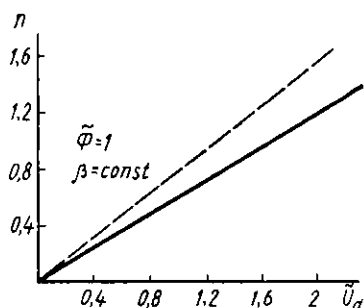


Рис. 5.31. Зависимость частоты вращения ВД от напряжения питания

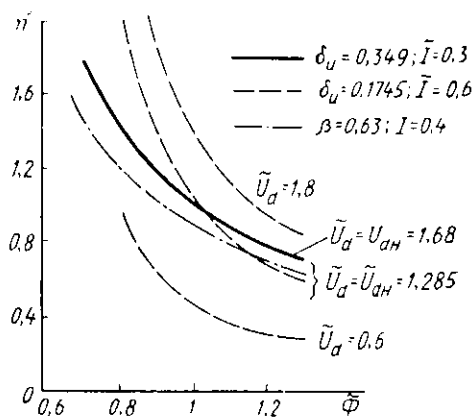


Рис. 5.32. Зависимость частоты вращения ВД от магнитного потока

На рис. 5.30 приведены зависимости $\tilde{n}(I_d)$, $\gamma(I_d)$, $\delta_n(I_d)$ для различных $\tilde{R}$ и L_q при $\tilde{\Phi}=1$, $\beta=\text{const}$ (номинальные значения). Нарастающий характер кривых $\tilde{n}(I_d)$ при $\tilde{R}=0$ определяется тем, что с увеличением I_d усиливается реакция якоря, магнитный поток снижается и для создания противоЭДС требуется большая частота вращения. Явнополюсность ротора (отличие L_q от единицы) несущественно влияет на ход кривых. С ростом $\tilde{R}$ нарастание $\tilde{n}$ замедляется, а при $\tilde{R}\approx 1$ частота $\tilde{n}$ снижается с ростом I_d , как в обычных коллекторных двигателях с параллельным или независимым возбуждением. При больших I_d и $\tilde{R}\approx 1$ частота вращения $\tilde{n}$ снова может увеличиваться из-за преобладающего действия размагничивающей реакции якоря. Из рис. 5.30 видно, что рост $I_d = I/k_i$ приводит к увеличению γ и снижению δ_n . Значения δ_n не должны достигать $\delta_{n\text{min}}=2\pi f t_n$ (где $t_n\approx 10\ldots 30$ мкс — необходимая длительность паузы тока в отключающемся тиристоре), а угол γ не должен превышать $\pi/3$ для $m=3$ и $n_n=2$.

Изменение U_d при $\tilde{\Phi}=1$ и номинальных токах I (рис. 5.31) приводит к пропорциональному изменению $\tilde{n}$ с сохранением неизменными углов δ_n , γ , β , поскольку из (5.112) и (5.114) непосредственно следует, что при постоянных значениях $\tilde{\Phi}$, I и ϕ имеется прямая

пропорциональность между U_d и U и между U и $\tilde{n}$. Физически, как и в обычных двигателях постоянного тока, увеличение U_d должно сопровождаться ростом противоЭДС и частоты вращения двигателя.

В ВД с обмотками возбуждения изменение потока $\tilde{\Phi}$ при постоянных значениях U_d , I и δ_n или β (рис. 5.32) сопровождается противоположным изменением n примерно по гиперболическому закону, как в коллекторных двигателях. При $\beta = \text{const}$ (штрихпунктирные линии на рис. 5.32) изменения n меньше, чем при $\delta_n = \text{const}$.

Из рис. 5.33 следует, что увеличение угла опережения β при номинальных значениях U_d и I приводит к нарастанию $\tilde{n}$ и снижению $k_{ис}$ и γ . Пределы изменения β выбираются с учетом того, что при малых β угол запаса инвертора δ_n приближается к $\delta_{n \min}$, а при больших β двигатель может выпасть из синхронизма. Формально характер зависимости $\tilde{n}(\beta)$ можно пояснить с помощью формулы

$$\tilde{n} = \tilde{U} / [1 / \sqrt{\tilde{\Phi}^2 - \tilde{I}^2 \cos^2 \varphi} - \tilde{I} \sin \varphi],$$

вытекающей из (5.114). Для типичных режимов ($\tilde{\Phi} = 1$; $\tilde{I} \approx 0,2 \dots 0,3$, $0,3 \leq \varphi \leq 1$ рад) значение множителя в квадратных скобках с увеличением β снижается. Кроме того, при $U_d = \text{const}$ рост β (и угла φ) должен приводить к увеличению U , как следует из

(5.112). Поэтому при увеличении β значение $\tilde{n}$ растет за счет снижения знаменателя и увеличения числителя.

Физически при увеличении β и соответственно φ сильнее проявляется размагничивающая реакция якоря, полный магнитный поток падает и для создания необходимой противоЭДС (при $U_d = \text{const}$) требуются возросшие значения $\tilde{n}$. Видно также, что при малом активном сопротивлении обмотки якоря увеличение нагрузки и тока I приводит к росту $\tilde{n}$, как следует из (5.114).

Механические характеристики ВД $\tilde{n}(M)$ могут строиться на базе скоростных характеристик $\tilde{n}(I_d)$ с учетом (5.108) или (5.109).

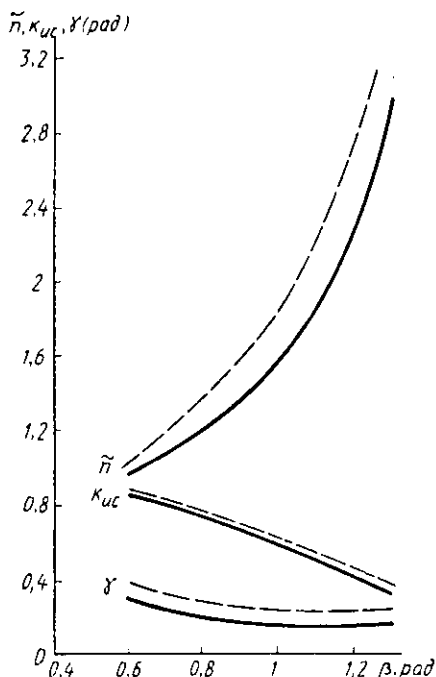


Рис. 5.33. Зависимость частоты вращения, коэффициента использования и угла γ от угла опережения β для ВД

При $U_d = \text{const}$, $\beta = \text{const}$, $R = 0$ они имеют нарастающий вид. Для получения падающих механических характеристик можно при увеличении момента снижать β .

На рис. 5.34 приведены зависимости $\tilde{U}_d(I_d)$ для $\delta_n = \text{const}$ (20° для вариантов 1 и 2 рассчитанных в § 5.11 вентильных двигателей и 10° для варианта 3 ВД), $\tilde{n} = \tilde{\Phi} = 1$, соответствующие ограничительным характеристикам инвертора. Там же даны соответствующие зависимости $\beta(I_d)$. Кривые показывают, как с ростом I_d нужно менять $\tilde{U}_d$ и β для поддержания $\tilde{n} = 1 = \text{const}$, т. е. могут рассматриваться как регулировочные характеристики. Кривые $\tilde{U}_d(I_d)$, как известно, соответствуют внешним характеристикам вентильного генератора, если угол δ_n равен углу регулирования α . На рис. 5.34 также показана нарастающая зависимость $\tilde{\Phi}(I_d)$ (регулировочная характеристика), обеспечивающая $\tilde{n} = 1 = \text{const}$ при $I_d = \text{var}$, $U_d = \text{const}$ ($U_d = 1,285$ для варианта 3 ВД).

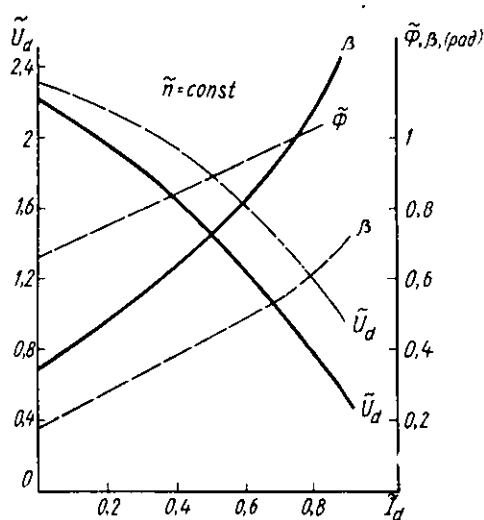


Рис. 5.34. Зависимость показателей ВД от тока при постоянной частоте вращения

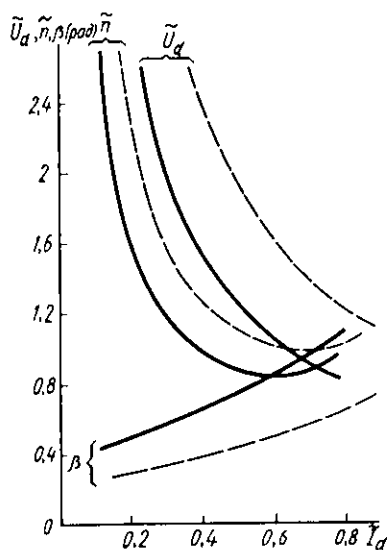


Рис. 5.35. Характеристики ВД в режиме постоянной потребляемой мощности

На рис. 5.35 приведены характеристики ВД в режиме постоянной потребляемой мощности $U_d I_d = U_d I / k_i = \text{const}$ и $\delta_n = \text{const}$ (номинальные значения). Как видно из кривых, режим обеспечивается изменением U_d по гиперболическому закону с ростом I_d и увеличением угла β примерно по линейному закону. Если считать, что в диапазоне $0,3 \leq I \leq 0,7$ КПД двигателя меняется незначительно, то кривые на рис. 5.35 соответствуют также режиму постоянной вы-

ходной мощности. Возрастание $\tilde{n}$ при больших I_d можно объяснить преобладающим действием реакции якоря. Относительный момент двигателя в режиме $U_d I_d = \text{const}$ рассчитывается как $M = \tilde{n}^{-1}$; он достигает максимума в области $I_d \approx 0,6 \dots 0,7$.

§ 5.9. Вентильные двигатели малой мощности

В ВД малой мощности (до сотен ватт) реакции якоря и коммутация не играют существенной роли и анализ таких двигателей существенно упрощается. Поскольку активное сопротивление обмотки якоря R_a в маломощных двигателях относительно велико, уравнение напряжений для них, согласно (1.10), записывается в виде

$$\dot{U}_c = -\dot{E} + jX_{ad}\dot{I}_d + jX_{aq}\dot{I}_q + jX_{oa}\dot{I} + R\dot{I}, \quad (5.116)$$

где U_c — напряжение сети (инвертора).

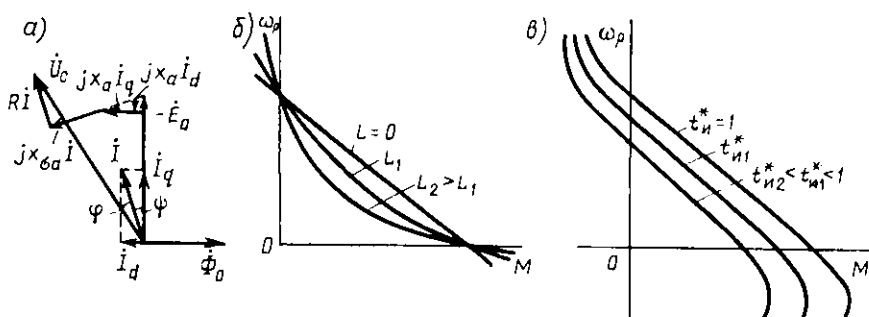


Рис. 5.36. Векторная диаграмма ВД малой мощности (а), его механические характеристики при различных индуктивностях якоря (б) и при регулировании напряжения с помощью ШИМ (в)

В ВД малой мощности обычно используются постоянные магниты без развитых полюсных наконечников, поэтому можно принять $X_{ad} \approx X_{aq} = X_a$ и переписать (5.116) в виде

$$\dot{U}_c = -\dot{E}_0 + jX_a\dot{I}_d + jX_a\dot{I}_q + jX_{oa}\dot{I} + R\dot{I}. \quad (5.117)$$

На рис. 5.36, а построена типичная векторная диаграмма мало-мощного ВД согласно (5.117), для которого падение напряжения на продольном индуктивном синхронном сопротивлении ($X_a I_d$) невелико. Электромагнитная мощность фазы ВД

$$P_{эм} = E_0 I \cos \psi. \quad (5.118)$$

С учетом геометрических соотношений, вытекающих из рис. 5.36, а, имеем

$$P_{эм} = [E_0 / (X^2 + R^2)] [U_c (R \cos \theta + X \sin \theta) - E_0 R], \quad (5.119)$$

где $X = X_a + X_{oa}$.

Соответственно электромагнитный момент

$$M_{эм} = mP_{эм}/\omega_p. \quad (5.120)$$

ПротивоЭДС E_0 выражается согласно (1.3) через поток индуктора Φ_n

$$E_0 = \pi \sqrt{2} f k_0 \omega \Phi_n. \quad (5.121)$$

Поскольку $f = p\omega_p/(2\pi)$, имеем

$$E_0 = k p \omega_p \Phi_n, \quad (5.122)$$

где $k = k_0 \omega / \sqrt{2}$, и, согласно (5.119) и (5.120),

$$M_{эм} = [m p k \Phi_n (X^2 + R^2)] [U_c (R \cos \theta + X \sin \theta) - k p \omega_p \Phi_n R]. \quad (5.123)$$

Пусковой момент ВД в случае, когда $\omega_p = 0$ и $X = 0$,

$$M_{эм,п} = (m p k \Phi_n U_c \cos \theta) / R. \quad (5.124)$$

Для получения максимального $M_{эм,п}$ обычно с помощью ДПР устанавливают $\theta = 0$. Поэтому окончательно получаем следующую формулу для момента ВД:

$$M_{эм} = [m p k \Phi_n R (X^2 + R^2)] (U_c - k p \omega_p \Phi_n). \quad (5.125)$$

Если индуктивное сопротивление якоря X много меньше его активного сопротивления R , то зависимость между $M_{эм}$ и ω_p носит линейный характер, как и для коллекторных двигателей постоянного тока с независимым возбуждением. Если же индуктивность якоря L проявляется заметно, то значение $X = 2\pi f L = p \omega_p L$ соизмеримо с R . Наличие в знаменателе (5.125) слагаемого, пропорционального ω_p^2 , делает зависимость $M_{эм}$ от ω_p нелинейной.

На рис. 5.36, б приведены механические характеристики ВДПТ малой мощности, построенные, согласно (5.125), при различных L . При увеличении L кривая $\omega_p(M)$ становится более вогнутой, хотя точки ее пересечения с осями сохраняются. Последнее связано с тем, что $M_{эм,п}$ не зависит от L , поскольку при пуске $\omega_p = 0$ и $X = 0$, а точка ω_{p0} соответствует $M_{эм} = 0$, и, следовательно, согласно (5.125), $\omega_{p0} = U_c / (k p \Phi_n)$ не зависит от L .

Регулируют ВД малой мощности с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения питания. При этом с помощью транзисторных ключей напряжение подается на каждую обмотку фазы ВД в виде последовательности импульсов регулируемой ширины с определенным отношением длительности импульса $t_{и}$ к длительности шага между импульсами T . Тогда для заданного $t_{и}^* = t_{и}/T$ среднее подведенное к фазе двигателя напряжение $U_{ср} = U t_{и}^*$, где U — исходное напряжение.

Механические характеристики в этом случае по-прежнему определяются (5.125) с заменой U_c на $U_{ср}$. Вид характеристик при различных $t_{и}^*$ показан на рис. 5.36, в.

В ВД небольшой мощности, как отмечалось выше, используются инверторы на транзисторах, например трехфазный мостовой инвертор (рис. 5.37). Его отличие от аналогичного тиристорного инвертора (см. рис. 5.24) в том, что тиристоры 1...6 заменены транзисторами, зашунтированными диодами с обратной полярностью, которые, в частности, защищают транзисторы от перенапряжений при коммутации токов. Как включение, так и отключение транзисторов

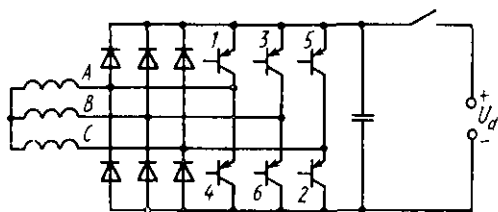


Рис. 5.37. Трехфазный мостовой инвертор на транзисторах

осуществляется от системы управления по сигналам от ДПР. Для маломощных ВД также применяются более сложные схемы инверторов — тиристорно-транзисторного типа, позволяющие улучшить качество инвертирования тока (см. ниже).

Если в ВД используются постоянные магниты,

то выбор рационального режима магнитов может проводиться по максимуму магнитной энергии в рабочем зазоре, как это осуществлялось, например, для магнитов на базе РЗМ при нахождении $B_{м. опт}$ и $H_{м. опт}$ согласно рис. 2.12 (см. § 2.6).

§ 5.10. Особенности конструктивного исполнения и области применения вентильных двигателей

Специфическим элементом ВД является блок датчиков, фиксирующих положение ротора (ДПР) или магнитного потока. Существует большое многообразие ДПР. В относительно мощных двигателях наибольшее распространение получили индукционные ДПР. Одна из возможных конструкций такого ДПР представлена на рис. 5.38. Датчик положения ротора состоит из закрепленного на статоре шихтованного Ш-образного сердечника 1 с первичной 2 и вторичной 3 обмотками. На роторе размещаются магнитомягкие накладки 4, которые при определенном угле поворота ротора примыкают через зазор к среднему и одному крайнему выступам сердечника 1. Обмотка 2 на среднем выступе питается от генератора высокой частоты (более 1,5 ... 2 кГц). Когда под сердечником 1 накладки 4 нет, сигнал в выходной обмотке 3 отсутствует благодаря симметрии магнитной системы. Если накладка 4 располагается под сердечником 1, то симметрия магнитной системы нарушается и в обмотке 3 появляется высокочастотный трансформаторный сигнал, который поступает на усилитель и преобразуется в прямоугольные импульсы, подаваемые на управляющие электроды соответствующих тириستоров инвертора.

Существуют также ДПР на основе магнитодиодов, резко изменяющих свое сопротивление при наложении магнитного поля, а также оптические ДПР, в которых может использоваться система зеркал на роторе отражающих световые сигналы от фотодатчиков в фотоприемники на статоре. Другой вариант фотоэлектрического ДПР содержит неподвижные, расположенные друг напротив друга, фотодатчики и фотоприемники (например, светодиоды), между которыми вращается закрепленная на роторе фотоширма с прорезями.

Для маломощных ВД ведутся работы по созданию датчиков и коммутаторов инвертора, связанных в единое коммутирующее устройство на базе фотоэлементов и полупроводниковых микросхем.

Если требуется глубокое регулирование частоты вращения двигателя, применяют ДПР типа бесконтактного сельсина. Такой ДПР содержит на статоре первичную распределенную трехфазную обмотку, питаемую током повышенной частоты ($f = 5 \dots 10$ кГц), и выходную обмотку катушечного типа. К обеим обмоткам примыкает стальной осесимметричный магнитопровод. Ротор ДПР содержит несимметричный стальной сердечник, отделенный рабочим зазором от магнитопровода статора и первичной обмотки. Вращающееся магнитное поле, созданное первичной обмоткой, периодически искажается за счет несимметрии сердечника ротора и в выходной обмотке наводится напряжение $u_{\text{вых}}$ с частотой $f_{\text{вых}} = f \pm \Delta f$, где Δf определяется частотой вращения ротора и обычно составляет 5...10 % от f . Такой ДПР фиксирует, во-первых, положение ротора, определяемое фазой $u_{\text{вых}}$, и, во-вторых, частоту вращения, причем благодаря тому, что $\Delta f \ll f$, блок управления получается простым и легким.

Датчики, фиксирующие положение амплитуды полного магнитного потока двигателя, могут либо реализовываться на базе датчиков Холла, либо реагировать на насыщение магнитной цепи. Одна из возможных конструкций индукционного датчика с насыщающейся цепью содержит магнитопровод с двумя катушками — первичной, питаемой однополярными импульсами тока, и вторичной, подключенной к системе управления инвертора. Магнитопровод датчика сопрягается с основным магнитопроводом статора. При прохождении мимо датчика максимального полного потока магнитопровод датчика насыщается, что приводит к изменению импульсов, наводимых во вторичной обмотке. Эти изменения фиксируются

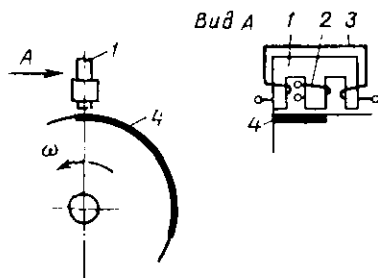


Рис. 5.38. Индукционный датчик положения ротора

системой управления, посылающей сигналы на управляющие электроды тириستоров.

Для ВД малой мощности оба рассмотренных типа датчиков идентичны, так как они фиксируют положение оси d индуктора. В относительно мощных двигателях с заметной реакцией якоря амплитуда полного потока сдвигается по отношению к оси d индуктора и фиксируемый параметр у рассмотренных датчиков будет разный: у датчика первого типа — положение ротора; у датчика второго типа — положение полного потока.

Кроме описанных датчиков в ВД применяются датчики нагрузки, сигнал которых пропорционален току якоря. Измеряемыми параметрами могут быть также углы коммутации γ и запаса δ_n . Угол γ фиксируется с помощью трансформаторов тока в фазах двигателя, реагирующих на изменения тока в течение периода коммутации. Угол δ_n измеряют устройством, фиксирующим угол между моментом окончания коммутации и моментом перехода через нуль ЭДС в коммутирующем контуре.

Положение амплитуды магнитного потока и оси d ротора может фиксироваться с помощью электронных интеграторов и логических элементов, магнитных элементов, фоторезисторов и других устройств. Во всех случаях сигналы от датчиков направляются в специальные усилительно-преобразовательные электронные устройства (функциональные преобразователи), которые вырабатывают управляющие импульсы с требуемыми формой и длительностью, посылаемые на вентили инвертора по заданному закону управления.

Конструкция собственно двигателя реализуется на базе любой из описанных ранее конструкций бесконтактных машин переменного тока. В маломощных ВД, а также в некоторых типах ВД с мощностями до нескольких киловатт и даже десятков киловатт могут применяться различные варианты конструктивного исполнения бесконтактных машин с постоянными магнитами (см. § 2.8). Особенно перспективно применение в ВД индукторов с высокоэнергетическими редкоземельными постоянными магнитами. Недостатки таких ВД — высокая стоимость и невозможность регулирования потока возбуждения.

Вентильные двигатели с постоянными магнитами широко используются в маломощных приводах, системах звукозаписи, медицинской аппаратуре и т. п. Ведутся разработки таких ВД мощностью 10 ... 20 кВт для электромобилей, электроприводов летательных аппаратов и т. п. В частности, применение ВД повышенного напряжения с магнитами на основе редкоземельных материалов позволяет заменить в самолетных энергосистемах гидро- и пневмоприводы на электроприводы, обладающие меньшей массой и повышенной надежностью. Создание таких полностью электрифицированных летательных аппаратов — одна из важных проблем авиационной электроэнергетики.

В мощных ВД (от сотен киловатт и выше), где вопросы регулирования особенно важны, используются бесконтактные синхронные двигатели с встроенным возбудителем и вращающимся выпрямителем (см. § 3.2). Такие ВД применяют в качестве тяговых двигателей электровозов, приводных двигателей мощных автосамосвалов и автопоездов. При мощностях 200 ... 300 кВт и частотах вращения на уровне 1000 об/мин их удельная масса составляет 6 ... 8 кг/кВт.

Вентильные двигатели средней мощности могут выполняться на основе синхронных двигателей с когтеобразными полюсами, рассмотренных в § 3.3 (с внешне- и внутризамкнутым потоком, торцовых и т. п.). Хорошие перспективы для реализации транспортных ВД имеют индукторные двигатели, особенно двигатель с двойным аксиальным зазором (см. § 3.4). Удельные массы ВД заметно превышают удельные массы используемых в них базисных двигателей переменного тока из-за наличия инвертора и системы управления. Если, например, используются магниты из сплавов ЮНДК и частота вращения двигателя $n \approx (6 \dots 8) \cdot 10^3$ об/мин, то для воздушного охлаждения при мощностях двигателя 10 ... 100 кВт удельные массы (с учетом инвертора, блока датчиков положения ротора и системы управления) имеют порядок 2 ... 4 кг/кВт.

На рис. 5.39 показан вентильный двигатель для электромобиля, разработанный под руководством *В. Д. Жаркова* и *Л. Н. Негодяева*. Мощность двигателя 10 кВт, напряжение 270 В, частота вращения 8000 об/мин. Двигатель содержит корпус 2, пакет статора (якоря) 5, якорную обмотку с лобовыми частями 1, восьмиполюсный ротор с тангенциально намагниченными постоянными магнитами 8 из SmCo_5 (см. § 2.8). Расположенные между магнитами полюсные секторы 15 выполнены шихтованными (для борьбы с вихревыми токами от высших гармоник поля) и закреплены во втулках 13 стяжными шпильками 14. В полюсных секторах размещена демпферная обмотка 16. В двигателе используются индукционные датчики положения ротора, состоящие из кольцевого постоянного магнита 10 на роторе с системой полюсных наконечников 11 и 12 и катушек 9 на статоре с ферритовыми сердечниками. На катушки подается напряжение частотой до 100 кГц. При прохождении под катушкой 9 наконечников 11, 12 ее сердечник насыщается, индуктивное сопротивление снижается, ток возрастает, обеспечивая формирование управляющего импульса для включения тиристоров, через которые питаются соответствующие обмотки фазы якоря. Двигатель имеет масляное охлаждение. Масло подается через штуцер 4, проходит по медному теплообменнику 3, обеспечивающему охлаждение лобовых частей обмотки якоря 1 и пакета 5, а затем по каналам 7 поступает в штуцер 6 и выводится в циркуляционную масляную систему. Расход масла 2,5 л/мин, давление 4 атм. Масса двигателя составляет 12 кг (без инвертора, выполненного в виде отдельного блока).

В целом можно считать, что ВД — один из наиболее перспективных типов электрических двигателей, внедряемых в самые разнообразные области техники быстро нарастающими темпами. Особенно перспективны ВД для автономных энергоустановок с первичным источником электроэнергии постоянного тока, работающих в сложных окружающих условиях (например, для установок с солнечными батареями или топливными элементами, электромобилей с высокоэнергетическими аккумуляторами и т. п.).

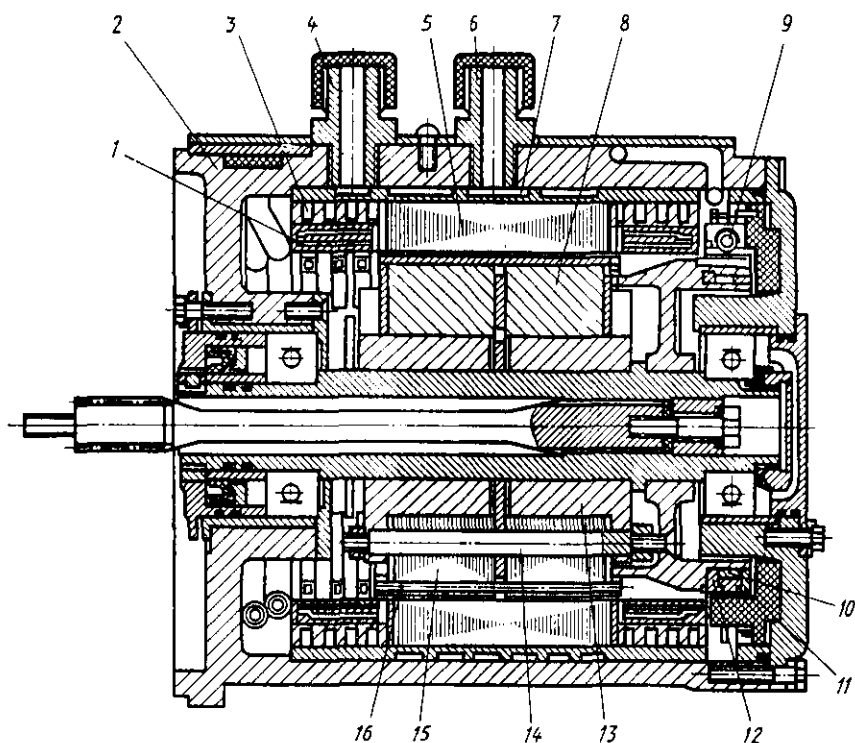


Рис. 5.39. Конструкция ВД мощностью 10 кВт для электромобиля

Для улучшения массогабаритных и энергетических показателей ВДПТ и автономных энергоустановок в целом целесообразно использовать в них повышенное напряжение постоянного тока (250...400 В).

В качестве примера рассмотрим более подробно ВД для следящего электропривода, разработанный в Московском авиационном институте под руководством доц. Н. И. Куликова. Мощность двигателя 500 Вт, напряжение питания 250 В, КПД 85% (с учетом потерь в цепях управления), номинальная частота 5000 об/мин с

диапазоном регулирования 1 : 100. Масса двигателя 2,3 кг, масса инвертора и блока управления 2 кг. Двигатель содержит на статоре якорь с трехфазной обмоткой 1 (рис. 5.40), питаемой от инвертора, и четырехполюсный индуктор на роторе, состоящий из призматических радиально намагниченных магнитов 2 из материала КС-37А (см. табл. 2.2). Магниты приклеены к магнитомягкой втулке 3 и стянуты снаружи тонкостенной немагнитной обечайкой 4. На торцах индуктора размещаются латунные шайбы 5. Корпус двигателя 6 обретен для лучшего теплоотвода. На боковом щите расположен

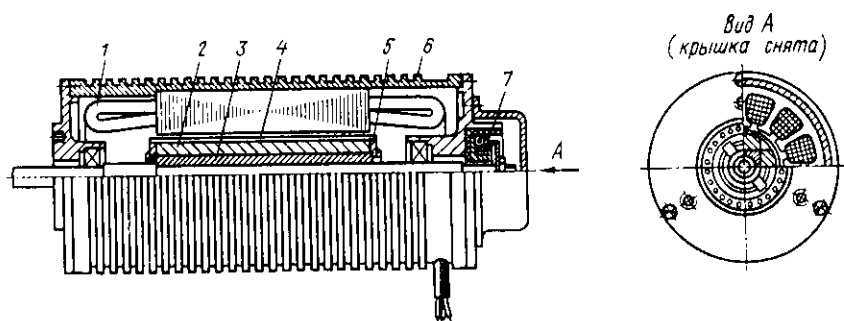


Рис. 5.40. Конструкция ВД мощностью 500 Вт для следящего электропривода

блок ДПР 7 типа бесконтактного торцового сельсина. Питание двигателя осуществляется от тиристорно-транзисторного инвертора (рис. 5.41). Он содержит тиристоры $T1 \dots T6$, зашунтированные диодами $D1 \dots D6$, по которым ток якоря замыкается в коммутационные периоды. От средних точек моста напряжение подается на три фазы якорной обмотки. Сигналы от ДПР, пройдя маломощные каскады формирования (на схеме не показаны), поступают на входы 1...6 усилительных транзисторных каскадов $K1 \dots K6$, содержащих оптроны O для гальванической развязки цепей, а затем подаются на управляющие электроды тириستоров, включая их в последовательности, соответствующей рис. 5.25. Паузы тока в тиристорах для их отключения в нужные моменты времени создаются с помощью транзисторных ключей $T7$ и $T8$, через которые подается питание на анодную и катодную группы тириستоров. Управление транзисторами обеспечивается усилительными каскадами $K7$ и $K8$, на входы которых 7 и 8 поступают импульсы заданной длительности, формируемые по сигналам от ДПР (их задних фронтов) через ждущие мультивибраторы (на схеме не показаны) и отключающие $T7$ и $T8$ на время паузы тока. Поскольку двигатель питается повышенным напряжением постоянного тока, для надежной работы транзисторных ключей $T7$ и $T8$ необходимо управлять ими таким образом, чтобы при включении транзистора коллекторный ток нарастал медленнее, а при отключении транзистора падал быстрее, чем напряжение на

коллекторе. Это обеспечивается дополнительными реактивными элементами в базовой и коллекторной цепях ($C1$, $C2$, $L1$ для транзистора $T7$).

Описанная схема инвертора обладает преимуществами перед чисто тиристорными или чисто транзисторными схемами. В первом

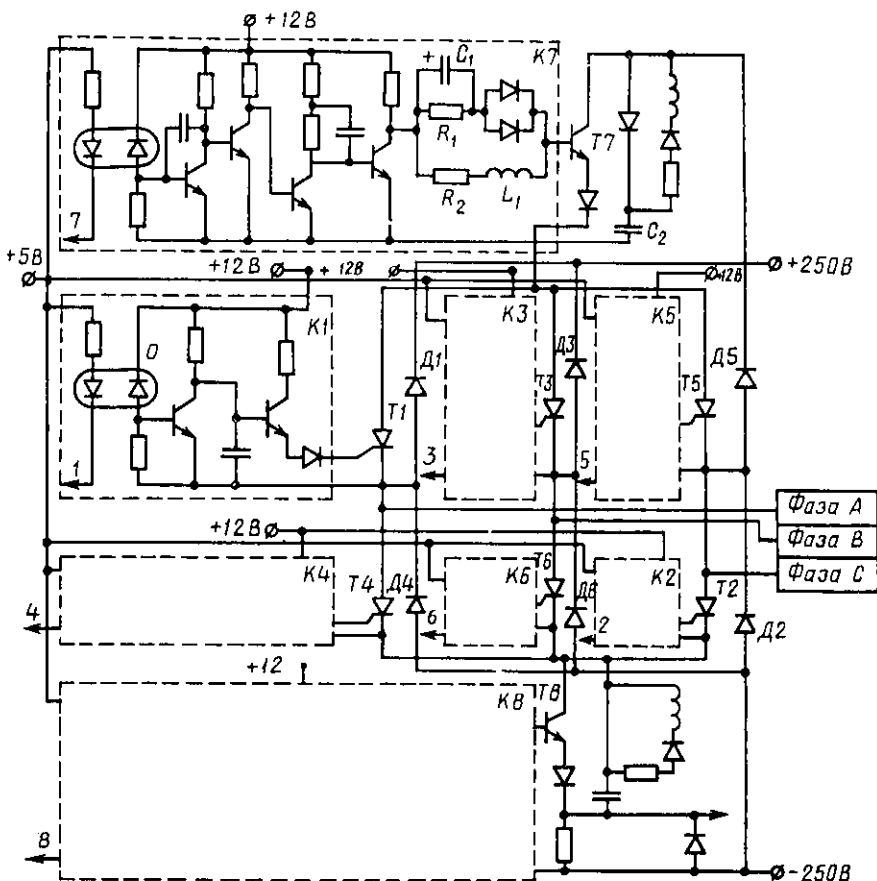


Рис. 5.41. Тиристорно-транзисторный инвертор для ВД

случае схема усложняется из-за дополнительных индивидуальных цепей отключения тиристоров, во втором случае возрастает число относительно сложных усилительных каскадов типа $K7$ и, кроме того, возрастает масса блока управления и потери в нем вследствие низких коэффициентов усиления транзисторов, появляются тормозные токи в якорной обмотке (особенно большие при импульсном

регулировании частоты вращения), которые могут замыкаться через фазосдвигающие цепи ($C1, C2, L1$), и т. п.

На рис. 5.42 приведены основные характеристики двигателя. В ВД с постоянными магнитами на роторе наилучшее энергетическое использование магнитов обеспечивается при таких конструктивных исполнениях, когда удовлетворяются оптимальные соотношения между значениями магнитных проводимостей Λ_{δ}^* , $\Lambda_{\text{вн}}^*$, Λ_{σ}^* (см. § 2.6).

Актуальной в настоящее время является реализация беспазовых конструкций ВД с постоянными магнитами на роторе, изготовленными на основе редкоземельных материалов (см. § 2.8). Однако переход к беспазовым конструкциям ВД рационален не всегда и его целесообразность требует расчетного обоснования при разработке конкретных вариантов двигателей с

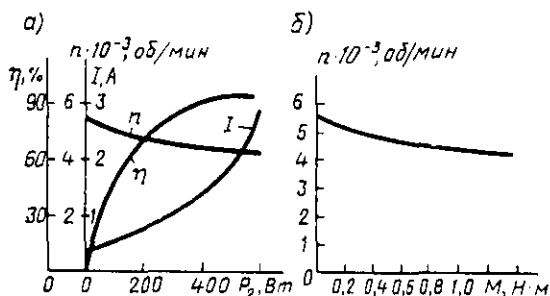


Рис. 5.42. Рабочие (а) и механические (б) характеристики ВД мощностью 500 Вт

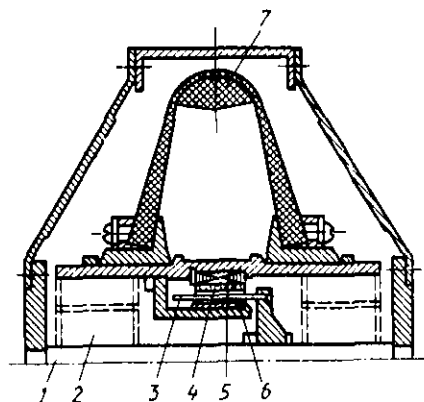


Рис. 5.43. Электромеханический накопитель энергии на базе ВД для космического аппарата

учетом условий работы и требований технического задания. Как отмечалось, одна из главных проблем в беспазовой конструкции — крепление обмотки якоря, непосредственно воспринимающей электромагнитные усилия, которые могут быть значительными при мощностях ВД свыше 1 кВт. Кроме того, из-за увеличения объема постоянных магнитов в беспазовой конструкции возрастают диаметр ротора и его момент инерции, что ухудшает динамические показатели ВД.

Беспазовые ВД относительно небольшой мощности (до 1 кВт) применяются в бор-

части магнитных опор 2 (условно показанные пунктирными линиями) и тонкая цилиндрическая якорная обмотка 3. Ротор содержит постоянные магниты 4 из SmCo_5 , закрепленные на шихтованном магнитопроводе 5, и кольцевой внутренний сердечник 6, по которому замыкается поток магнитов, проходящий через рабочий зазор и якорную обмотку 3. На роторе размещен также маховик 7, изготовленный из высокопрочного волокнистого композиционного материала. Датчики положения ротора выполнены на основе элементов Холла. Якорная обмотка питается от бортового источника постоянного тока напряжением 28 В через транзисторный инвертор и обеспечивает вращение ротора с частотой 24 000 об/мин. Расчетный ресурс такого устройства — 10 лет.

§ 5.11. Алгоритмы и примеры расчета вентильных БЭМ

Полученные соотношения, описывающие процессы в вентильных машинах, могут быть использованы для построения алгоритмов их расчета.

Расчет вентильных генераторов. Рассмотрим основные этапы приближенного расчета ВГ по третьей расчетной схеме (см. § 2.11), позволяющей реализовать наиболее компактные конструктивные варианты генераторов с заданным временем запуска. Оценка показателей ВГ по другим расчетным схемам не вызывает затруднений с учетом § 2.11, 3.6.

В качестве базового генератора будем вначале предполагать использование синхронного генератора с тангенциальными постоянными магнитами на основе РЗМ (см. рис. 2.33, а).

Для требуемых выходных значений мощности P_d и напряжения U_d с характерными пределами регулирования $(U_d \pm \Delta U_d)$ согласно известным рекомендациям задаются: $2p$ — число полюсов; схема выпрямителя, зависящая от m и n_n ; q — число пазов на полюс и фазу; k_c — коэффициент рассеяния магнитов при холостом ходе; α_p — конструктивный коэффициент полюсного перекрытия; k_b — обмоточный коэффициент; k_d — коэффициент продольной реакции якоря; $v_{\max}$ — предельно допустимая окружная скорость ротора; T_I — электромеханическая постоянная; $\delta'' = \delta''/D$ — относительное значение приведенного рабочего зазора; Δ^* — технологический показатель; B_r и H_c — параметры магнитов. С учетом условий охлаждения предварительно выбирают линейную нагрузку A . Затем рассчитывают относительные магнитные проводимости Λ_a^* по (2.43), Λ_o^* по (2.44) и Λ_{oa}^* по (2.48), выбирая значение $\Sigma \lambda$ с последующим его уточнением. Потом определяют значения E_o^* и I_k^* (по 2.30) и (2.31), параметр $X_d^* = E_o^*/I_k^*$ и относительное коммутационное сопротивление $X_k = X_k/X_d = \Lambda_{oa}^*/X_d^*$. Последнее соотношение соответствует обычно принимаемому допущению $X_k = X_{oa}$. Оценивают номинальное значение угла управ-

ления α , исходя из заданных пределов ΔU_d или допустимой перегрузки по току при поддержании $U_d = \text{const}$.

По выбранному значению A находят относительный ток I^* по (2.49) (в масштабе $b\eta$ -диаграммы магнита, рассмотренной в § 2.1), относительный ток к.з. $I = I^*/I_k^*$ и относительное напряжение при нагрузке $U = U/E_0 = U^*/E_0^*$ по (2.51). Значения I и U должны соответствовать рациональным пределам, в противном случае можно изменить A соответствующим образом. Затем решается независимая подсистема уравнений (5.53) ... (5.57), описывающая процессы в ВГ с учетом выпрямления тока, из которой для различных фиксируемых значений I находятся φ , γ , k_i , U . В приближенных расчетах можно полагать $k_i = \text{const}$ (за исключением многофазных ВГ) и решать отдельно уравнения (5.53) и (5.59), находя U и φ , как описывалось ранее при обобщенном анализе ВГ. Далее по (5.57) определяется U_d , а по (5.58) — $k_{\text{ис}}$. Расчетная мощность базового синхронного генератора $S_{\text{ном}} = P_d/k_{\text{ис}}$. Затем рассчитываются основные размеры генератора D и λ по (2.34) и (2.35). Для машин с ПМ, как отмечалось ранее, коэффициент $k_i \approx 1$. Частота вращения $n = 60 v_{\text{max}}/(\pi D)$, частота тока $f = pn/60$. Затем проводится расчет по формулам (2.55) ... (2.75), в результате чего находятся основные показатели и параметры базового генератора. Сглаживающий дроссель рассчитывается по формулам (5.60) ... (5.63).

При расчете КИД генератора необходимо учитывать потери в дросселе (см. § 5.4) и в вентилях ПВ, которые приближенно могут оцениваться как $\Delta p_B = N_B(U_0 I_V + k_\Phi^2 R_d I_V^2)$, где N_B — число вентиля, $I_V = I_d/m$ — средний ток вентиля, U_0 — пороговое напряжение, R_d — дифференциальное сопротивление вентиля, k_Φ — коэффициент формы тока, зависящий от m , n , α .

Если в качестве базисного используется генератор с электромагнитным индуктором, а выпрямитель нерегулируемый ($\alpha = 0$), то приближенный расчет ВГ проводится следующим образом. Для исходных значений P_d и U_d и выбранного числа полюсов $2p$ задаются параметрами X_{oa*} и X_{d*} (ненасыщенное значение), затем находят $X_k = X_{oa*}/X_{d*}$ и, решая систему (5.53) ... (5.58), определяют зависимость $U(I)$. Так как для номинальных значений $X_{d*} = X_d I/U = E_0 I/(U I_k) = I/U$, то можно по рекомендуемым X_{d*} найти U и I , а затем соответственно γ , $\cos \varphi$, k_i , U_d , $k_{\text{ис}}$ в номинальном режиме, используя (5.53) ... (5.58) или решая вначале (5.53) и (5.59) в предположении $k_i = \text{const}$. Далее определяется $X_{ad*} = X_{d*} - X_{oa*}$ и рассчитывается линейная нагрузка с использованием (1.49) с учетом $\tau = \pi D/2p$

$$A = \sqrt{2} \delta^* k_\delta k_\mu X_{ad*} p B_\delta / (\mu_0 k_0 k_{ad}) \quad (5.126)$$

для выбранных значений рабочей индукции B_δ и относительного конструктивного зазора $\delta^* = \delta/D$ ($\delta \approx 0,008 \dots 0,015$). Если A от-

клоняется от рациональных значений, необходимо скорректировать расчет, изменяя, например, δ^* , X_{ad*} , p , B_s .

Определив расчетную мощность синхронного генератора $S_{ном} = P_d/k_{ис}$, можно рассчитать D и λ по (1.59) и (1.60) или по другим формулам (см. § 3.6) в зависимости от типа расчетной схемы. При предварительном выборе коэффициента k_i необходимо учитывать тип базового генератора.

Далее расчет якоря ведется в той же последовательности, что и в § 2.11, 3.6, после чего при необходимости уточняются X_{ad*} , k_E и другие параметры.

Расчет электромагнитного индуктора с учетом размагничивающей реакции якоря проводится на базе формул (1.12) и (1.14) так же, как в § 3.6. Потери в обмотке возбуждения учитываются при расчете КПД генератора η .

В качестве примеров были рассчитаны два генератора с ПМ и управляемым ПВ мощностью 100 кВт (вариант 1) и 1000 кВт (вариант 2), а также генератор с обмоткой возбуждения и неуправляемым ПВ мощностью 100 кВт (вариант 3). Генераторы трехфазные с мостовыми ПВ. Пульсации выходного напряжения по условию не должны превышать 5...6% от U_d . Для вариантов 1 и 2 $B_r = 0,82$ Тл, $H_c = 0,56 \cdot 10^6$ А/м, что соответствует минимально допустимым показателям ПМ на основе материала КС — 37 А, $\alpha = 40^\circ$, $\Delta^* = 0,15$. Для всех вариантов $k_0 = 0,9$; $k_{ин} = 0,4$; $k_p = 1,1$; $u_n = 2$; материал сердечников — шихтованная сталь марки 49КФ2 ВИ с толщиной листа 0,2 мм. Для варианта 3 принималось $\gamma_B = 0,65$.

Показатели и параметры для трех вариантов приведены в табл. 5.2.

Кривые на рис. 5.14 соответствуют внешним характеристикам первого ВГ при масштабах $E_0 = 315$ В, $I_k = 690$ А. Номинальный режим генератора (точка А на рис. 5.14) выбирался с учетом допустимой двукратной перегрузки по току с сохранением $U_d = \text{const}$ за счет уменьшения α (точка Б).

В аналогичных условиях работает генератор 2. У генератора 3 поддержание $U_d = \text{const}$ при перегрузках обеспечивалось форсировкой возбуждения, а номинальный режим ($O = 0,56$; $I = 0,7$) выбирался с учетом рациональных значений X_{d*} ($X_{d*} = 1,25$). Генераторы 1 и 3 рассчитаны на длительное включение при самовентиляции, эффективность которой будет высокой из-за больших частот вращения. В генераторе 2 самовентиляция не может обеспечить отвод потерь (около 100 кВт) при непрерывном включении, поэтому длительность цикла включения (около 200 с) оценивалась по адиабатному нагреву обмоток и цилиндра ротора от начальной температуры 20 до 250°C, после чего, по предположению, генератор охлаждается в режиме холостого хода. Увеличенная скорость ротора v_{max} в варианте 2 выбиралась с учетом циклического режима работы генератора.

Таблица 5.2

Параметры генераторов	Варианты		
	1	2	3
Мощность P_d , кВт	100	1000	100
Напряжение U_d , В	390	3300	408
Фазная ЭДС х.х. E_0 , В	315	2540	337
Время работы Δt , с	Длительное	200	Длительное
Максимальная температура t , °С	200	250	200
Механическая постоянная T_J , с	0,7	1,5	0,7
Диаметр активной зоны D , м	0,128	0,29	0,11
Геометрический фактор λ	1,25	1,4	1,57
Наружный диаметр ярма $D_{я}$, м	0,181	0,372	0,169
Окружная скорость ротора v_m , м/с	120	150	120
Число полюсов $2p$	8	12	4
Частота вращения n , об/мин	17 900	9880	20 800
Частота тока f , Гц	1194	988	694
Относительный эквивалентный воздушный зазор $\delta_{\text{в}}$	0,008	0,005	0,012
Конструктивный зазор δ , мм	0,66	1	1,3
Линейная нагрузка A , А/см	379	389	340
Индукция в зазоре B_δ (при нагрузке/при х.х.), Тл	0,86/1,04	1,06/1,32	0,65/1,13
Плотность тока j (в якоре/в индукторе), А/мм ²	10/—	12/—	10/8
Число зубцов якоря Z	36	72	30
Число пазов на полюс и фазу q	1,5	2	2,5
Размеры паза якоря $b_n \times b_n$, мм×мм	16×5,5	20×5	17×5,8
Число витков фазы w	12	24	10
Коэффициент:			
полюсной дуги α_p/α_δ	0,6/0,66	0,6/0,66	0,63/0,7
зазора k_δ	1,4	1,3	1,3
рассеяния полюсов k_σ	1,15	1,3	1,2
продольной реакции якоря k_d	0,85	0,85	0,93
Удельная проводимость рассеяния (выбранная/расчетная) $\Sigma\lambda_\sigma$	2,25/2,29	2,3/2,24	2/1,99
Относительные магнитные проводимости:			
зазора Λ_δ^*	4,41	3,14	—
рассеяния полюсов Λ_σ^*	0,66	0,942	—
якорного рассеяния $\Lambda_{\sigma_a}^*$	0,684	0,349	—
Относительные показатели:			
коммутационное сопротивление X_k	0,36	0,226	0,1
ток I	0,3	0,3	0,7
напряжение генератора U	0,76	0,77	0,56
выпрямленное напряжение U_d	1,23	1,3	1,21
продольное индуктивное сопротивление X_d	0,4	0,39	1,25

Параметры генераторов	Варианты		
	1	2	3
индуктивное сопротивление рассеяния $X_{\sigma a*}$	0,143	0,087	0,125
Угол коммутации γ	11,5°	7,6°	29,8°
Коэффициент мощности $\cos \varphi$	0,7	0,722	0,97
Коэффициент использования $k_{ис}$	0,672	0,7	0,93
Магнитодвижущая сила возбуждения F_m, F_a, A	1330	2200	1830
Тип и число вентилях в ПВ, шт	ТЧ-100, 6	ТЧ-125, 24	ВЧ-100, 6
Индуктивность дросселя L_d , Гн	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,73 \cdot 10^{-3}$	—
Потери, кВт:			
в обмотке возбуждения Δp_a	—	—	0,82
в обмотке якоря Δp_a	1	6,5	0,8
в стали зубцов Δp_z	2,43	19,3	0,51
в стали ярма Δp_{κ}	1,9	14,7	1
поверхностные $\Delta p_{пов}$	8	43	3,3
механические $\Delta p_{мех}$	7,8	15	6,6
добавочные $\Delta p_{доб}$	1,5	15	2
в выпрямителе и дросселе $\Delta p_{лв}$	1	6	0,8
Коэффициент полезного действия η , %	81	89,8	86
Конструктивные коэффициенты k_{κ}/k'_{κ}	1,5/1,5	1,5/2	2/1,5
Коэффициенты плотности k'_i/k_i	0,9/0,9	0,9/0,9	0,9/0,8
Масса базового генератора $M_{г}$, кг	45	480	56
Масса выпрямителя $M_{лв}$, кг	25	120	10
Полная удельная масса m^* , кг/кВт	0,7	0,6	0,66
Характерное время регулирования, с	$10^{-3} \dots 10^{-2}$	$10^{-3} \dots 10^{-2}$	$\tau_b = 0,14$

В добавочные потери генератора 3 включены потери, связанные с токоподводом к обмотке возбуждения. По этой же причине коэффициент k_{κ} в генераторе 3 увеличен до 2 (предполагается бесконтактное возбуждение от встроенного возбудителя и блока вращающихся выпрямителей). Пониженный КПД генератора 1 по сравнению с генератором 3 (несмотря на отсутствие Δp_a) объясняется большими потерями в стали из-за повышенной частоты и поверхностными потерями из-за относительно большой индукции B_d .

При расчете сглаживающего дросселя для вариантов 1 и 2 принималось $h^*_{д} = 3$; $b^*_{д} = 1$; $c^*_{д} = 0,5$; $k_{зд} = 0,5$; $B_d = 1,2$ Тл. Плотность тока $j_d = 5$ А/мм² для варианта 1 (с учетом обдува катушки) и $j_d = 8$ А/мм² для варианта 2 (циклический режим). Масса дросселя 7,5 кг для варианта 1 и 33 кг для варианта 2. Увеличенное значение k_{κ}' для ПВ в варианте 2 связано с повышенными напряжениями и наличием элементов для выравнивания напряжений вентилях с групповым включением. Относительно низкие

значения индуктивностей и масс дросселей объясняются повышенными частотами базовых генераторов.

Удельная масса базового генератора ($M k_{ис}/P_d$) примерно одинаковая для вариантов 1 и 2, несмотря на десятикратное различие в мощности. Это связано с пониженной частотой вращения генератора 2 из-за большего диаметра при вводимых ограничениях на максимальную окружную скорость ротора, которая определяет механические напряжения в нем. Кроме того, генератор 2 имеет повышенные значения k_ϕ , что также способствует росту m^* . Если бы генераторы 1 и 2 были геометрически подобными, т. е. имели бы одинаковые значения λ , B_ϕ , n , их удельные массы различались бы сильнее.

Удельная масса базового генератора 1 [$45 \cdot 0,672/100 = 0,3$ кг/(кВ·А)] заметно меньше, чем у генератора 3 [$0,52$ кг/(кВ·А)] благодаря в основном увеличенным значениям p и f , обеспечиваемым применением высококоэрцитивных ПМ. Однако полные удельные массы у вариантов 1 и 3 отличаются мало из-за увеличенной массы управляемого ПВ в варианте 1.

Удельные массы ВГ существенно меньше, чем у коллекторных генераторов. Так, согласно оценкам, для коллекторного генератора, близкого по параметрам к варианту 3 (те же значения P_d , B_ϕ , T_I , j и др.), при $v_m = 70$ м/с и $k_k \approx 2 \dots 2,5$ (с учетом коллекторного узла) получим $D = 0,19$ м, $\lambda = 0,92$, $m^* \approx 2 \dots 2,5$ кг/кВт. Такие значения m^* характерны, в частности, для авиационных генераторов постоянного тока.

Расчет бесконтактных вентильных двигателей постоянного тока. Расчет ВД требуемой мощности может проводиться по разным расчетным схемам.

Распространенной для ВД является четвертая схема (см. § 2.11), когда заданы n и T_I .

При разработке автономных установок представляет интерес также вторая расчетная схема (заданы v_{max} и T_I), если требуется минимизация массогабаритных показателей. Для получения необходимой частоты вращения (обычно повышенной) нагрузочного вала может предусматриваться редуктор, передаточное число которого находится после определения частоты вращения двигателя n по заданным v_{max} и T_I .

Возможен также расчет ВД по другим схемам, согласно формулам § 1.3, 2.11, 3.6.

Рассмотрим основные этапы расчета ВД с тангенциальными магнитами на основе РЗМ (рис. 2.33, а) по четвертой схеме, при заданных значениях выходной мощности P , а также n и T_I .

Как и при расчете ВГ, в соответствии с общими рекомендациями выбирается схема инвертора (m и n_n), значения p , q , k_ϕ , k_d , k_θ , δ^{**} , Δ^* , $\Sigma\lambda$, α_p и α_ϕ , а также параметры магнитов B_r и H_c , после чего по (2.43), (2.44) и (2.48) находятся относительные магнитные проводимости Λ_δ^* , Λ_σ^* и $\Lambda_{\sigma\delta}^*$. Затем по (2.30) и (2.31)

определяются E_0^* и I_k^* . Далее находятся параметр $X_d^* = E_0^*/I_k^*$ и относительная коммутационная индуктивность $L_k = X_{oa}^*/X_d^* = \Lambda_{oa}^*/X_d^*$. Можно оценить также параметр $X_q^* = k_q \Lambda_d^*$ (обычно при наличии полюсных наконечников), где k_q — коэффициент приведения поперечной реакции якоря, и затем найти параметр $L_q = X_q^*/X_d^*$, характеризующий степень явнополюсности машины. Обычно для двигателей с ПМ имеем $L_q \approx 1$, хотя может быть и $L_q > 1$.

Далее выбирают линейную нагрузку A (с учетом условий охлаждения) и по (2.49) находят I^* , а затем относительный ток $I = I^*/I_k^*$. Выбирают угол запаса инвертора δ_n и для $\tilde{\Phi} \approx 1$, $\tilde{n} = 1$ (номинальный режим) решают систему уравнений (5.46), (5.106), (5.111), (5.114) или (5.110) (при более строгом анализе), в результате чего находятся для номинального режима γ , $\mathcal{O}$, k_i , затем по (5.112), (5.101), (5.106) определяются $\mathcal{O}_d$, $k_{ис}$, φ и β . В приближенных расчетах принимают $k_i = \text{const}$, что сводит задачу к решению двух независимых уравнений (5.111) и (5.114), причем, как показывает практика, точность расчетов порядка 10% может достигаться после двух-трех простейших итераций. Если какие-либо из рассчитанных показателей выходят за пределы рациональных значений, то проводят повторные расчеты, изменяя A и другие параметры.

Затем определяются коэффициенты $k_{зм}$ по (2.42) и k_E по (2.57), (2.58) и по предварительно выбранному значению КПД η определяется номинальная расчетная мощность

$$S_n = k_E P / (k_{ис} \eta). \quad (5.127)$$

Находится также коэффициент k_u по (2.26) для рассчитанных $\mathcal{O}$ и φ . Использование (2.26) не только для генераторного, но и для двигательного режима определяется тем, что при $R_a = 0$ связь между абсолютными значениями электромагнитных показателей и параметров в синхронном двигателе с опережающим током такая же, как в генераторе с отстающим током. Это непосредственно следует из векторных диаграмм на рис. 1.4 и 1.8 (при $R_a = 0$).

Затем находятся основные размеры базового двигателя. При использовании четвертой расчетной схемы вначале определяется v по (2.52), а затем $D = 60v/(\pi n)$ и λ по (2.35), где вместо $v_{\max}$ подставляется v . Для третьей расчетной схемы используются формулы (2.34) и (2.35). После этого находятся размеры и основные показатели якоря, потери и КПД, масса основных элементов двигателя и т. п. по (2.55)...(2.75).

Сглаживающий дроссель рассчитывается по тем же формулам, что и для вентильного генератора (5.61)...(5.63), но вместо (5.60) применяется формула

$$q_v \approx 2\sqrt{1 + v^2 \operatorname{tg}^2 \beta} / (v^2 - 1). \quad (5.128)$$

Потери в дросселе и вентилях рассчитываются так же, как и для ВГ.

Если базовый двигатель имеет электромагнитный индуктор с обмоткой возбуждения и слабонасыщенными сердечниками (например, двигатель с внешнезамкнутым потоком на рис. 3.10, 3.12), то приближенный расчет ВД проводится следующим образом.

Для исходных значений P , U_d , δ_n задаются параметры X_{d*} и X_{aa*} (в стандартных относительных единицах), находится $X_k = X_{aa*}/X_{d*}$ и для $\Phi=1$, $\dot{n}=1$ (номинальный режим) из системы (5.46), (5.106), (5.111), (5.114) определяется зависимость $O(I)$ (для упрощения можно считать $L_q=1$, $R=0$). По окончании всего расчета параметры X_{aa*} , L_q , R могут уточняться путем итерационных циклов. Если принять $k_i = \text{const}$, то нахождение зависимости $O(I)$ сводится к решению уравнений (5.111) и (5.114).

Поскольку для номинального режима, как и в ВГ, $X_{d*} = I/O$, по X_{d*} можно найти O и I , а потом γ , φ , k_i , O_d , $k_{ис}$ в номинальном режиме, используя (5.110), (5.106), (5.46), (5.112), (5.101). По значениям X_{aa*} и φ находится коэффициент k_E из (2.57).

Далее с учетом $X_{ad*} = X_{d*} - X_{aa*}$ определяют A по (5.126), задаваясь B_δ и δ^{**} . Значение A должно соответствовать рациональным пределам. Затем задается предварительное значение КПД η , определяется номинальная расчетная мощность двигателя по (5.127), выбирается α_δ и находится λ по (1.61) и D по (1.44) (четвертая расчетная схема).

Если заданы $v_{\max}$ и T_I (третья расчетная схема), то D и λ определяются по (1.59) и (1.60).

По индукции в зазоре при холостом ходе $B_{\delta 0} = B_\delta / (k_E O)$ и ЭДС $E_0 = U_d / O_d$ находят число витков фазы якоря $\omega = E_0 / (\pi \sqrt{2} k_0 f B_{\delta 0} \alpha_\delta \tau l)$.

Расчет электромагнитного индуктора с учетом реакции якоря проводится по (1.12) и (1.14) так же, как в § 3.6. Выбор коэффициента k_i определяется типом базового двигателя.

После расчета двигателя и уточнения его КПД обычно требуются расчетные итерационные циклы в связи с использованием (5.127) для нахождения расчетной мощности двигателя, определяющей его основные размеры.

На основе изложенных методик было рассчитано несколько вариантов ВД: двигатели с возбуждением от тангенциально намагниченных высококоэрцитивных постоянных магнитов на роторе мощностью 20 кВт (вариант 1) и 100 кВт (вариант 2), а также двигатель с обмотками возбуждения, когтеобразными полюсами и внешнезамкнутым потоком (вариант 3). Конструкции базовых двигателей вариантов 1 и 2 описаны в § 2.8 (см. рис. 2.22). Вариант 3 конструктивно соответствует, например, машине с внешнезамкнутым потоком и ротором, набранным из сварных биметаллических дисков (см. рис. 3.12). Основные результаты расчетов

Показатели и параметры ВД	Варианты		
	1	2	3
Номинальная мощность P , кВт	20	100	100
Напряжение питания U_d , В	158	445	256
Фазная ЭДС, х.х. E_0 , В	94	265	200
Фазный ток I , А	119	223	373
Механическая постоянная T_J , с	0,15	0,7	3
Диаметр ротора D , м	0,075	0,14	0,228
Геометрический фактор λ	1,6	0,97	0,45
Наружный диаметр ярма $D_{я}$, м	0,114	0,202	0,3
Окружная скорость v_m , м/с	47,1	117	119
Число полюсов $2p$	8	8	6
Частота вращения n , об/мин	12 000	16 000	10 000
Частота тока f , Гц	800	1067	500
Относительный эквивалентный воздушный зазор δ^{**}	0,008	0,008	0,014
Конструктивный зазор δ , мм	0,42	0,75	2,3 *
Линейная нагрузка A , А/см	366	366	375
Индукция в зазоре B_δ , Тл (при нагрузке/при х.х.)	0,92 1,05	0,92 1,05	0,65 1
Плотность тока j , А/мм ² (в якоре/в индукторе)	12/—	10/—	10/10
Число пазов на полюс и фазу, q	1,5	1,5	2
Размеры паза якоря $h_{\alpha} \times b_n$, мм×мм	12,2×3,3	18×6,1	15×10
Коэффициенты:			
мощности $\cos \varphi$	0,883	0,883	0,928
тока k_t	0,8	0,8	0,79
использования $k_{ис}$	0,85	0,85	0,9
полюсного перекрытия α_p/α_δ	0,6/0,66	0,6/0,66	0,63/0,7
зазора k_δ	1,4	1,4	1,3
насыщения сердечников k_μ	1,1	1,1	1,2
плотности ротора k_γ	0,9	0,9	0,6
длины ротора k_l	1	1	3
Удельная проводимость рассеяния (выбранная/расчетная) $\Sigma\lambda$	2,25 2,36	2,25 2,2	— 2,5
Относительные магнитные проводимости:			
зазора Λ_σ^*	4,85	4,85	—
рассеяния полюсов Λ_σ^*	0,728	0,728	—
якорного рассеяния $\Lambda_{\delta,я*}$	0,684	0,684	—
Относительные показатели:			
коммутационная индуктивность L_k	0,35	0,35	0,15
ток фазы I	0,3	0,3	0,6

Показатели и параметры ВД	Варианты		
	1	2	3
напряжение фазы U	0,823	0,823	0,607
напряжение питания U_d	1,68	1,68	1,285
продольное индуктивное сопротивление X_{d*}	0,36	0,36	1
индуктивное сопротивление рассеяния якоря $X_{\delta 2*}$	0,127	0,127	0,15
омическое сопротивление R	0,1	0,02	0,016
поперечная индуктивность L_q	1,15	1,15	0,7
Номинальные значения углов, град:			
коммутации γ	16	16	23,8
запаса устойчивости δ_k	20	20	10
опережения β	36	36	33,8
МДС возбуждения F_m, F_a, A	694	1294	3390
Тип и число тиристорov инвертора, шт.	ТЧ-63, 6	ТЧ-100, 6	ТБ3-220, 6
Индуктивность дросселя $L_d, Гн$	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$
Потери, кВт:			
в обмотке возбуждения Δp_b	—	—	2
в обмотке якоря Δp_a	0,6	1,3	2,3
в стали зубцов Δp_z	0,43	2	0,3
в стали ярма Δp_{γ}	0,3	1,6	0,91
поверхностные $\Delta p_{пов}$	0,6	4,1	3,65
в вентиляторе $\Delta p_{вент}$	0,5	7,7	10
добавочные $\Delta p_{доб}$	0,23	1,2	1,3
в инверторе $\Delta p_{и}$	0,7	1,5	1,9
КПД (выбранный/расчетный) $\eta, \%$	85/85	85/84	84/82
Масса базового двигателя $M_{бд}, кг$	13,2	47	204
Масса дросселя $M_d, кг$	3	8,5	14,2
Масса инвертора $M_{и}, кг$	9,4	23,4	33
Полная масса двигателя $M, кг$	22,5	71	237
Удельная масса $m^*, кг/кВт$	1,13	0,71	2,37

* С учетом дополнительных зазоров.

для номинальных режимов приведены в табл. 5.3. Для всех вариантов $m=3$, $n_n=2$, $k_0=0,9$, $k_d=0,85$; $u_n=2$, $\omega=12$, $Z=36$, $b_n^*=0,5$, $k_k=k_k'=1,5$; материал стальных сердечников 49КФ2 ВИ с толщиной листа 0,2 мм. Температура обмоток 200°C. Охлаждение воздушное от вентилятора на валу. Для вариантов 1 и 2 $\Delta^*=0,15$, $k_0=1,15$, магниты изготовлены из материала КС-37А с параметрами $B_r=0,82$ Тл, $H_c=0,56 \cdot 10^6$ А/м. Предполагается, что запуск ВД осуществляется при пониженном напряжении с использованием искусственной коммутации тиристорov.

Были также проведены расчеты ВД с $n_n=1$ (однополупериодное питание обмоток). В частности, для ВД мощностью 100 кВт с постоянными магнитами, $m=6$ и $n_n=1$ были получены значения: $D=0,186$ м; $\lambda=1,18$; $T_f=1$ с; $D_{\gamma}=0,27$ м; $v_m=117$ м/с; $2p=$

$=8$; $n=12\,000$ об/м; $\delta^{*''}=0,008$; $q=0,75$; $\gamma=47,2^\circ$; $\delta_n=20^\circ$; $k_t=$
 $=0,35$; $k_{ис}=0,425$.

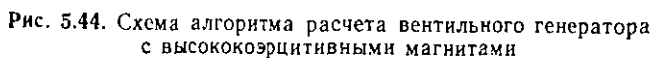
Значения Λ_δ^* , Λ_σ^* , $\Lambda_{\sigma a}^*$, X_d , L_k , I , U_d , A , B_δ те же, что в вариантах 1 и 2. Из-за низких значений $k_{ис}$ масса базового двигателя составила 135 кг, т. е. практически втрое больше, чем у варианта 2. Несколько выше $k_{ис}$ при $m=3$, $n_p=1$ (при $\beta=0,6$ рад, $\gamma=0,5$ рад имеем $k_{ис}=0,64$), однако и в этом случае показатели ВД заметно уступают рассмотренным вариантам. Таким образом, однополупериодное питание в ВД существенной мощности неэкономично.

Выбор в качестве базового двигателя для варианта 3 машины с внешнезамкнутым потоком определялся стремлением использовать бесконтактный высоконадежный преобразователь с электромагнитным возбуждением. Как показали результаты расчетов, он заметно уступает двигателю с ПМ (вариант 2) по массогабаритным показателям и быстродействию. Это связано, в частности, с ограничениями на геометрический фактор в машинах с радиально-осевым потоком ($\lambda \leq 0,5$) и соответствующим возрастанием габаритов. Если применять двигатель с обмотками возбуждения на роторе, то его показатели улучшатся и приблизятся к результатам для варианта 2 (в частности, за счет увеличения λ). Однако при этом потребуются щеточный контакт или использование бесщеточной системы возбуждения с вращающимся выпрямителем. В обоих случаях усложняется конструкция ВД и снижается его надежность.

Применение индукторных двигателей, по-видимому, неэкономично из-за их низкого использования, хотя и возможно в отдельных случаях. Для транспортных установок, совмещающих ВД с редукторами, в качестве базового двигателя могут использоваться бесконтактные переменнопольные машины с осевым возбуждением, не имеющие нерабочих зазоров. Для снижения потерь возбуждения возможна совместная работа нескольких таких двигателей с общей обмоткой возбуждения на один выходной вал, суммирующий моменты двигателей.

Таким образом, для диапазона мощностей 10...100 кВт и частот вращения $(10...20) \cdot 10^3$ об/мин вентильные двигатели с высококоэрцитивными магнитами на роторе имеют быстродействие, характеризующееся долями секунды, удельные массы 0,7...1,2 кг/кВт, КПД 0,8...0,85. Бесконтактные ВД с электромагнитным индуктором и когтеобразными полюсами заметно уступают двигателям с высококоэрцитивными магнитами по массогабаритным показателям и быстродействию.

На рис. 5.44 приведена схема алгоритма приближенного расчета вентильного генератора (по третьей расчетной схеме), а на рис. 5.45 схема алгоритма для вентильного двигателя с редкозельными магнитами (по четвертой расчетной схеме).



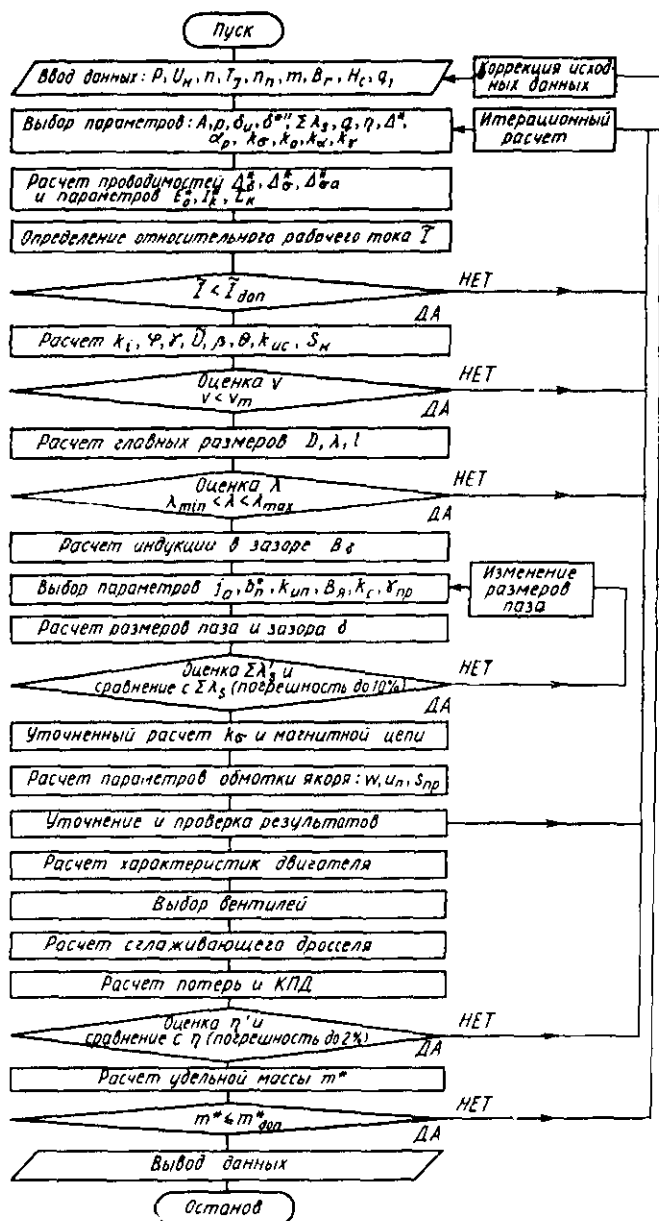


Рис. 5.45. Схема алгоритма расчета вентильного двигателя с тиристорным инвертором тока и высококоэрцитивными магнитами

Вопросы для самопроверки

1. Как использовать формулы трехфазного выпрямителя с нулевым выводом при анализе трехфазного мостового выпрямителя?
2. Почему из-за коммутации вентилей снижается выходное напряжение вентильного генератора?
3. Назовите основные участки внешней характеристики трехфазного мостового выпрямителя.
4. Раскройте физический смысл коэффициента использования вентильной электрической машины.
5. Чем отличаются выходные вольт-амперные характеристики вентильного генератора от внешних характеристик синхронного генератора?
6. Почему инвертор вентильного двигателя создает размагничивающую реакцию якоря?
7. Что такое угол запаса устойчивости тиристора?
8. В чем разница между машинной и искусственной коммутацией вентилей?



ТРАНСФОРМАТОРНО-
ВЕНТИЛЬНЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

§ 6.1. Общие положения

В описанных вентильных электрических машинах осуществлялось промежуточное взаимное преобразование электроэнергии переменного и постоянного тока с помощью полупроводниковых устройств, органически объединенных с базовой машиной. Однако такое объединение в ряде случаев затруднительно (например, из-за сильного различия напряжений сети и машины), поэтому приходится использовать БЭМ совместно с автономными трансформаторно-вентильными преобразователями. Кроме того, интерес к таким преобразователям определяется следующими соображениями.

В автономных электроэнергетических установках, как правило, имеются системы постоянного и переменного тока, передача энергии между которыми осуществляется с помощью трансформаторно-выпрямительных или инверторных преобразователей. Во многих случаях такие преобразователи применяются непосредственно для питания автономных потребителей. Они могут также обеспечивать стабилизацию параметров электроэнергии в АЭУ.

Мощности трансформаторно-вентильных преобразователей для АЭУ непрерывно возрастают, достигая десятков и сотен киловатт, повышаются требования к компактности их конструктивного исполнения и качеству преобразования энергии. Преобразователи обычно работают с относительно высокими плотностями тока благодаря интенсивному охлаждению активных элементов или их кратковременному циклическому включению и характеризуются повышенной частотой переменного тока. Кроме того, преобразователи во многих случаях должны быть регулируемые и выпол-

няться на тиристорах. Регулирование напряжения путем переключения ответвлений обмоток трансформатора для АЭУ малоприспособно. Плавное быстродействующее регулирование вентильного преобразователя позволяет использовать трансформаторы с повышенными номинальными падениями напряжения и соответственно с улучшенными массогабаритными показателями. Такие трансформаторы заметно отличаются от своих общепромышленных аналогов. Их сердечники, имеющие небольшие размеры, обычно набираются из одностипных листов или навиваются из стальной ленты и имеют прямоугольное сечение стержней, а обмотки выполняются в виде катушек прямоугольной (или близкой к ней) формы с относительно высокими коэффициентами заполнения сечения активным проводом. Магнитные индукции в сердечниках могут иметь повышенные значения при использовании специальных магнитных сталей (типа гиперко).

При расчете трансформаторов для АЭУ часто рассматривается большое число вариантов из-за дополнительных ограничений по массогабаритным показателям, в связи с поиском оптимальных структур АЭУ, согласованием характеристик трансформатора и вентильного преобразователя и т. п. Поэтому классическая теория трансформаторов применительно к подобным задачам нуждается в модификации, связанной с сокращением времени расчетного цикла, отказом от использования большого числа эмпирических коэффициентов, полученных из практики расчета общепромышленных установок, учетом увеличенных электромагнитных нагрузок и особенностей конструктивного исполнения трансформаторов АЭУ.

§ 6.2. Трансформаторно-выпрямительные преобразователи

Общая схема трансформаторно-выпрямительного преобразователя (ТВП) приведена на рис. 6.1. Схема содержит трансформатор Tr , тиристорный выпрямитель B с системой управления $СУ$ и дроссель D , обеспечивающий сглаживание пульсаций и постоянство выпрямленного тока I_d . Мгновенные значения напряжений $u(\theta)$ и токов $i(\theta)$ (где $\theta = \omega t$) смежных фаз непосредственно за выпрямителем характеризуются кривыми, представленными на рис. 6.2. Момент включения тиристоров определяется углом управления α ; коммутация происходит в пределах угла γ . В межкоммутационные периоды ток на входе в выпрямитель (вторичный ток трансформатора) равен выпрямленному току I_d , а в период коммутации $i_2 = I_d \theta / \gamma$ для включающегося вентиля и $i_2 = I_d (1 - \theta / \gamma)$ для отключающегося вентиля, т. е. коммутация считается линейной (см. § 5.2, 5.3). Как и для ВГ, кривые $u(\theta)$ и $i(\theta)$ относятся к рабочим полуволнам напряжения для схем с нулевым выводом ($n_n = 1$) и мостовых схем ($n_n = 2$). В последнем случае от-

рицательные полуволны напряжения на рис. 6.2 для простоты не показаны.

Процессы в ТВП и их параметры. Электромагнитные процессы в ТВП идентичны процессам в вентильных генераторах, поскольку в обоих случаях многофазная обмотка (якорная в ВГ или вторичная трансформаторная в ТВП) подключается к управляемому выпрямителю. Вместо действующего значения тока ВГ и его полной мощности используются соответственно действующий ток и полная мощность трансформатора ТВП. Некоторые различия расчетных моделей ВГ и ТВП проявляются в определении коммутационного индуктивного сопротивления

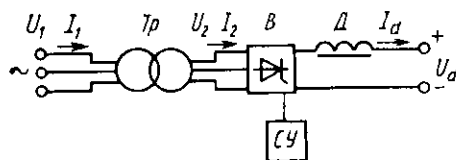


Рис. 6.1. Схема трансформаторно-выпрямительного преобразователя

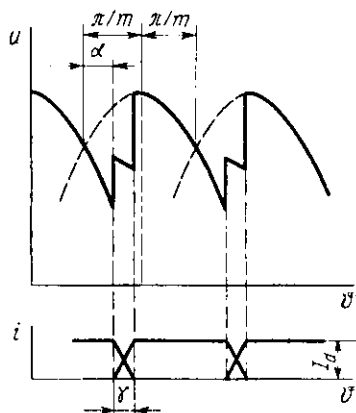


Рис. 6.2. Фазные напряжения и токи ТВП

ления, отсутствии реакции якоря и т. п., что учитывается при дальнейшем анализе.

Для анализа ТВП могут применяться следующие базовые соотношения (см. § 5.2):

$$k_i = \frac{I_2}{I_d} = \sqrt{n_n \left(\frac{1}{m} - \frac{\gamma}{6\pi} \right)}; \quad (6.1)$$

$$k_{uc} = \frac{P_d}{S} = \frac{\sqrt{2} n_n \sin(\pi/m) k_{1/2} \cos \alpha}{\pi k_i}; \quad (6.2)$$

$$\varphi_2 = \alpha + 0,5\gamma; \quad (6.3)$$

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{X_{k2} I_d}{\sin(\pi/m) \sqrt{2} E_2} \right] - \alpha; \quad (6.4)$$

$$U_d = n_n n \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha / \pi. \quad (6.5)$$

В записанных уравнениях

$$I_2 = \sqrt{\frac{n_n}{2\pi} \left[\int_0^{\gamma} \left(I_d \frac{\vartheta}{\gamma} \right)^2 d\vartheta + \int_{\frac{2\pi}{m}-\gamma}^{\frac{2\pi}{m}} I_d^2 d\vartheta + \int_0^{\gamma} I_d^2 \left(1 - \frac{\vartheta}{\gamma} \right)^2 d\vartheta \right]} \quad (6.6)$$

— действующее значение вторичного тока трансформатора, $S = mE_2I_2$ — расчетная мощность вторичной обмотки; E_2 и U_2 — действующие значения ЭДС и напряжения вторичной обмотки трансформатора (в U_2 учтено коммутационное падение напряжения); n_n — число используемых полупериодов волны напряжения ($n_n=1$ для схем с нулевой точкой, $n_n=2$ для мостовых схем); X_{k2} — коммутационное индуктивное сопротивление, приведенное ко вторичной стороне трансформатора и включающее в себя индуктивные сопротивления рассеяния первичной (X_1') и вторичной (X_2) обмоток. Очевидно, X_{k2} равно индуктивному сопротивлению короткого замыкания трансформатора, а $k_{U2} = U_2/E_2$.

Вводя относительный параметр $X_{k2*} = X_{k2}I_{2ном}/U_{2ном} = X_{k2}/Z_{2ном}$, где индекс «ном» означает, что параметр относится к номинальному режиму, получим из (6.4)

$$\gamma_{ном} = \arccos \left[\cos \alpha_{ном} - \frac{X_{k2*} k_{U2}}{\sqrt{2} \sin(\pi/m) k_{Iном}} \right] - \alpha_{ном}. \quad (6.7)$$

Уравнения (6.1) ... (6.7) позволяют перейти к расчету трансформатора.

Рассмотрим наиболее часто используемый в АЭУ трехфазный стержневой трансформатор (рис. 6.3), работающий на трехфазный мостовой выпрямитель ($n_n=2$, $m=3$). На каждом стержне с поперечным сечением $a \times b$ расположены первичная и вторичная обмотки фаз, заполняющие сечение окна $c \times h$. Смежные обмотки на фронтальном разрезе заштрихованы в разные стороны (рис. 6.3). Реальные зазоры между обмотками, обмотками и сердечником, каналы охлаждения и толщина изоляции учитываются интегрально коэффициентом заполнения окна сердечника проводом k_3 , который принимается равным для первичной и вторичной обмоток. Выбранная модель в большинстве случаев пригодна для приближенного анализа компактных трансформаторов АЭУ средней мощности при средних рабочих напряжениях ($P_d \approx 10 \dots 100$ кВт, $U_d \approx 10 \dots 1000$ В). Плотность тока в обмотках j и их расчетная толщина считаются одинаковыми. Таким образом, после взаимного приведения первичная и вторичная обмотки идентичны. Намагничивающим током, создающим рабочий магнитный поток и ЭДС в обмотках, пренебрегают, так как мощность трансформатора отно-

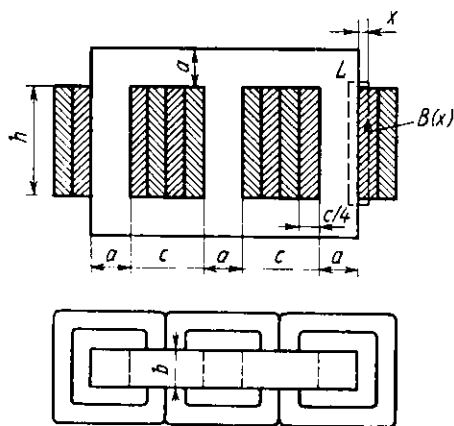


Рис. 6.3. Трехфазный стержневой трансформатор для ТВП

ком, каналы охлаждения и толщина изоляции учитываются интегрально коэффициентом заполнения окна сердечника проводом k_3 , который принимается равным для первичной и вторичной обмоток. Выбранная модель в большинстве случаев пригодна для приближенного анализа компактных трансформаторов АЭУ средней мощности при средних рабочих напряжениях ($P_d \approx 10 \dots 100$ кВт, $U_d \approx 10 \dots 1000$ В). Плотность тока в обмотках j и их расчетная толщина считаются одинаковыми. Таким образом, после взаимного приведения первичная и вторичная обмотки идентичны. Намагничивающим током, создающим рабочий магнитный поток и ЭДС в обмотках, пренебрегают, так как мощность трансформатора отно-

сительно велика, поэтому $I_1\omega_1 = I_2\omega_2$, где ω_1 и ω_2 — числа витков обмоток. При сделанных допущениях можно записать

$$I_1 = jck_3(4\omega_1), \quad I_2 = jck_3(4\omega_2). \quad (6.8)$$

Напряжение на выходе вторичной обмотки, подаваемое на выпрямитель,

$$U_2 = k_{U2}E_2 = \pi\sqrt{2}k_{U2}k_c f\omega_2 abB_m, \quad (6.9)$$

где E_2 — ЭДС обмотки,

$$k_{U2} \approx 1 - \Delta U_2^* = 1 - 0,5\Delta U^* \quad (6.10)$$

— коэффициент, учитывающий падение напряжения в обмотке (ΔU_2), $\Delta U_2^* = \Delta U_2/E_2$, $\Delta U^* = \Delta U'/E_2$, $\Delta U'$ — полное падение напряжения в трансформаторе, приведенное ко вторичной обмотке; k_c — коэффициент заполнения сердечника сталью; f — частота; B_m — амплитуда индукции в стержне. Формула (6.10) предполагает равное приведенное падение напряжения на первичной и вторичной обмотках ввиду их идентичности.

Мощность вторичной обмотки $S_2 = k_{U2}S$, согласно (6.8) и (6.9),

$$S_2 = mU_2I_2 = 0,75\pi\sqrt{2}k_c k_3 k_{U2} f j B_m b^* c^* h^* a^4, \quad (6.11)$$

где $b^* = b/a$, $c^* = c/a$, $h^* = h/a$.

Если обмотки трансформатора имеют идентичное соединение, то

$$S_1 = mUI_1 = S_2(1 + \Delta U^*). \quad (6.12)$$

Важнейшие параметры трансформатора — индуктивное и активное сопротивления короткого замыкания. Для нахождения X_{k2} необходимо вначале определить индуктивное сопротивление рассеяния одной из обмоток. С этой целью выделим произвольный контур L в пределах катушки одной из фаз (рис. 6.3), отстоящий на расстоянии x от внутренней стороны катушки. В предположении, что линии индукции поля рассеяния прямые и сердечник ненасыщенный, по закону полного тока $H(x)h \approx jxhk_3$, поэтому $B(x) = \mu_0 jxk_3$ (искривление линий поля учитывается введением в окончательные формулы коэффициента Роговского k_R).

Выделим элементарный поток рассеяния, создаваемый индукцией $B(x)$: $d\Phi(x) = B(x)dx\Pi$, где Π — периметр прямоугольного контура (горизонтального) шириной dx , охватывающего стержень трансформатора. Так как первичная и вторичная обмотки считаются идентичными, можно приближенно принять Π равным значению среднего периметра границы между смежными катушками $\Pi = \Pi_{cp} = 2\{[a + (c/2)] + [b + (c/2)]\} = 2(a + b + c)$. Аналогичный подход широко используется в литературе при расчете поля рассеяния цилиндрических катушек в общепромышленных трансфор-

маторах. Элементарное потокоцепление катушки $d\Psi(x) = w(x)d\Phi(x)$, где $w(x) = jxhk_3/I$. Определяя Ψ для одной катушки интегрированием $d\Psi(x)$ от 0 до $c/4$, найдем индуктивность $L = \Psi/I$, а затем индуктивное сопротивление рассеяния для вторичной и приведенной первичной обмоток X_2 и X_1' . Полное индуктивное сопротивление короткого замыкания, приведенное ко вторичной обмотке,

$$X_{k2} = X_1' + X_2 \approx 2X_2 = 2\pi\mu_0 k_R f w_2^2 c^* (1 + b^* + c^*) a / 3h^*, \quad (6.13)$$

где k_R — коэффициент Роговского, обычно $k_R \approx 0,93 \dots 0,98$.

При выводе формулы (6.13) зазор между первичной и вторичной обмотками предполагался малым по сравнению с их толщиной, что имеет место в высокоиспользованных трансформаторах АЭУ при напряжениях до 1 кВ.

С учетом (6.8) и (6.9) получим

$$X_{k2*} = X_{k2} I_{2ном} / U_{2ном} = \frac{\sqrt{2}\mu_0 k_R k_3 j c^{*2} (1 + b^* + c^*) a}{12k_{U2} k_c b^* B_m}. \quad (6.14)$$

Аналогично, активное сопротивление короткого замыкания трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке,

$$R_{k2} = R_1' + R_2 \approx 2R_2 = \frac{16\rho_l w_2^2 (1 + b^* + c^*)}{k_3 c^* h^* a}, \quad (6.15)$$

а его относительное значение

$$R_{k2*} = R_{k2} I_{2ном} / U_{2ном} = \frac{4\rho_l j (1 + b^* + c^*)}{\pi \sqrt{2} k_{U2} k_c f b^* a B_m}, \quad (6.16)$$

где ρ_l — удельное сопротивление материала провода при заданной рабочей температуре. Средняя длина витка обмоток при выводе соотношений (6.15) и (6.16) принималась равной $2a(1 + b^* + c^*)$.

В общем случае при повышенных частотах сопротивления R_{k2} и R_{k2*} дополнительно зависят от f из-за эффектов вытеснения тока, которые учитываются соответствующими коэффициентами. При малом сечении проводов (что может достигаться, в частности, использованием многожильных транспонированных проводов) влияние этих эффектов будет незначительным.

Роль активного сопротивления по отношению к индуктивному определяется параметром

$$r = \frac{R_{k2*}}{X_{k2*}} = \frac{24\rho_l}{\pi\mu_0 k_R k_3 f c^{*2} a^2}, \quad (6.17)$$

значение которого тем меньше, чем выше частота и крупнее трансформатор.

Номинальное относительное падение напряжения в трансформаторе можно выразить через относительные значения активного

и индуктивного сопротивлений к.з., приведенных к первичной обмотке:

$$\Delta U_{\text{ном}}^* \approx R_{\text{к1}*} \cos \varphi_{2\text{ном}} + X_{\text{к1}*} \sin \varphi_{2\text{ном}}, \quad (6.18)$$

где

$$R_{\text{к1}*} = (R_1 + R_2') I_{1\text{ном}} / U_{1\text{ном}}, \quad X_{\text{к1}*} = (X_1 + X_2') I_{1\text{ном}} / U_{1\text{ном}}. \quad (6.19)$$

С учетом $(1 - \Delta U^*) \approx k^2 U_2$ запишем

$$R_{\text{к1}*} \approx k_{U2}^2 R_{\text{к2}*}, \quad X_{\text{к1}*} \approx k_{U2}^2 X_{\text{к2}*}. \quad (6.20)$$

Поэтому

$$\begin{aligned} \Delta U_{\text{ном}}^* &= k_{U2}^2 (R_{\text{к2}*} \cos \varphi_{2\text{ном}} + X_{\text{к2}*} \sin \varphi_{2\text{ном}}) = \\ &= k_{U2}^2 X_{\text{к2}*} (r \cos \varphi_{2\text{ном}} + \sin \varphi_{2\text{ном}}). \end{aligned} \quad (6.21)$$

Относительное напряжение к.з. трансформатора $u_{\text{к}} = \sqrt{u_{\text{ка}}^2 + u_{\text{кр}}^2}$, определяемое активной $u_{\text{ка}}$ и реактивной $u_{\text{кр}}$ составляющими, с учетом $r = R_{\text{к1}*} / X_{\text{к1}*}$, $u_{\text{ка}} = I_{1\text{ном}} R_{\text{к1}} / U_{1\text{ном}} = R_{\text{к1}*}$, $u_{\text{кр}} = I_{1\text{ном}} X_{\text{к1}} / U_{1\text{ном}} = X_{\text{к1}*}$ выражается в виде

$$u_{\text{к}} = Z_{\text{к1}*} = \sqrt{R_{\text{к1}*}^2 + X_{\text{к1}*}^2} = k_{U2}^2 X_{\text{к2}*} \sqrt{r^2 + 1}. \quad (6.22)$$

Следовательно, номинальное относительное падение напряжения

$$\Delta U_{\text{ном}}^* = u_{\text{к}} (r \cos \varphi_{2\text{ном}} + \sin \varphi_{2\text{ном}}) \sqrt{r^2 + 1}. \quad (6.23)$$

Очевидно, что $\Delta U_{\text{ном}}^*$ косвенно учитывает также коммутационное падение напряжения, поскольку в φ_2 входит угол $\gamma/2$.

Из (6.21), (6.14) и (6.16) следует

$$j = \frac{12 k_{\text{с}} b^* B_m \Delta U_{\text{ном}}^*}{k_{U2} \sqrt{2} \mu_0 k_3 k_R c^{*2} (r \cos \varphi_{2\text{ном}} + \sin \varphi_{2\text{ном}}) (1 + b^* + c^*) a}. \quad (6.24)$$

Подставляя (6.24) в (6.11), получим с учетом (6.17)

$$S_2 = \frac{9 \pi k_{\text{с}}^2 b^{*2} h^* B_m^2 \Delta U_{\text{ном}}^* a^3}{\mu_0 k_R c^* (1 + b^* + c^*)} \left(\frac{24 \rho_l \cos \varphi_{2\text{ном}}}{\pi \mu_0 k_R k_3 f c^{*2} a^2} + \sin \varphi_{2\text{ном}} \right)^{-1}. \quad (6.25)$$

При незначительном влиянии активного сопротивления, когда $r \cos \varphi_2 \ll \sin \varphi_2$, имеем

$$j = \frac{12 k_{\text{с}} k_{U2} X_{\text{к2}*} b^* B_m}{\sqrt{2} \mu_0 k_R k_3 c^{*2} (1 + b^* + c^*) a}; \quad (6.26)$$

$$a = \sqrt[3]{\frac{\mu_0 k_R c^* (1 + b^* + c^*) S_2}{9 \pi k_{\text{с}}^2 B_m^2 b^{*2} h^* f k_{U2}^2 X_{\text{к2}*}}}; \quad (6.27)$$

$$\Delta U_{\text{ном}}^* = k_{U2}^2 X_{\text{к2}*} \sin \varphi_{2\text{ном}}; \quad (6.28)$$

$$u_{\text{к}} = k_{U2}^2 X_{\text{к2}*} = X_{\text{к1}*}. \quad (6.29)$$

Активная масса трансформатора складывается из массы стали сердечника $M_{ст}$ и массы провода $M_{пр}$:

$$M_{тра} = M_{ст} + M_{пр} = \gamma_{ст} k_c a^3 b^* (3h^* + 4c^* + 6) + 3\gamma_{пр} k_3 a^3 c^* h^* (1 + b^* + c^*), \quad (6.30)$$

где $\gamma_{ст}$ и $\gamma_{пр}$ — плотности стали и материала провода.

Удельная активная масса трансформатора с учетом (6.11) и (6.12)

$$m_{тра}^* = \frac{M_{тра}}{0,5(S_1 + S_2)} = \frac{0,6 [\gamma_{ст} k_c b^* (3h^* + 4c^* + 6) + 3\gamma_{пр} k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*)]}{(2 + \Delta U_{ном}^*) k_c k_3 k_{U2} f b^* c^* h^* B_m j a}. \quad (6.31)$$

С учетом (6.11) имеем $m_{тра}^* \propto S^{-1/4}$.

Полная масса $M_{тр}$ и удельная масса трансформатора оценивается соответственно $M_{тр} \approx k_{к тр} M_{тра}$, $m_{тр} \approx k_{к тр} m_{тра}$, где $k_{к тр}$ — конструктивный коэффициент, учитывающий массу изоляции, конструктивных элементов, токопроводов и т. п. Для трансформаторов ЛЭУ $k_{к тр} = 1,1 \dots 1,3$. Если считать, что в (6.31) значение c^* может изменяться независимо от остальных величин, то минимум $m_{тра}^*$, согласно условию $dm_{тра}^*/dc^* = 0$, достигается при

$$c_{опт}^* = \sqrt{\frac{\gamma_{ст} k_c b^* (2 + h^*)}{\gamma_{пр} k_3 h^*}}. \quad (6.32)$$

Такая оптимизация, однако, весьма условна, так как при заданных b^* , h^* и $j = \text{const}$, $a = \text{const}$, $B_m = \text{const}$ варьирование c^* , как следует из (6.14), (6.16), (6.21), (6.22), может привести к нерациональным значениям $\Delta U_{ном}^*$ и u_k .

Если, с другой стороны, зафиксировать u_k и выразить ja в (6.31) из (6.26), то для случая $r \ll 1$, $r \cos \varphi_{2ном} \ll \sin \varphi_{2ном}$ получим с учетом (6.23) и (6.29)

$$m_{тра}^* = \frac{0,0707 \mu_0 k_R c^* (1 + b^* + c^*) [\gamma_{ст} k_c b^* (3h^* + 4c^* + 6) + 3\gamma_{пр} k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*)]}{k_c^2 b^* 2 h^* f B_m^2 u_k (2 + u_k \sin \varphi_{2ном})}. \quad (6.33)$$

Из (6.33) становится ясной необходимость увеличения B_m , u_k , f в трансформаторах ЛЭУ. Повышение допустимых значений B_m до 1,5 ... 1,8 Тл достигается применением высококачественных магнитных сталей (типа 27КХ, 49КФ2-ВИ и др.); повышение u_k до 0,1 ... 0,15 возможно благодаря использованию тиристорных регулируемых выпрямителей (в нерегулируемых ТВП при таких u_k будут иметь место недопустимо высокие падения напряжения в трансфор-

маторе); повышение f в АЭУ рационально до нескольких килогерц (при более высоких частотах сложно отводить потери от сердечника, резко возрастает роль эффектов вытеснения тока и т. п.). Следует заметить, что зависимость массы от частоты f будет менее сильной, чем $m_{\text{тра}} \propto f^{-1}$, поскольку при больших f необходимо снижать B_m из-за потерь в стали. Кроме того, при больших f будет падать k_c , так как должна уменьшаться толщина стальных листов.

Потери в проводах обмоток трансформатора

$$\Delta p_{\text{пр}} = j^2 r_l (M_{\text{пр}} / \gamma_{\text{пр}}) = 3 j^2 r_l k_3 c^* h^* (1 + b^* + c^*) a^3. \quad (6.34)$$

Потери в стали

$$\begin{aligned} \Delta p_{\text{ст}} &= k_0 p_0 B_m^2 (f/400)^{1.5} M_{\text{ст}} = \\ &= k_0 p_0 B_m^2 (f/400)^{1.5} \gamma_{\text{ст}} k_c b^* [3h^* + 2(2c^* + 3)] a^3, \end{aligned} \quad (6.35)$$

где p_0 — удельные потери в стали при $f=400$ Гц и $B_m=1$ Тл; k_0 — технологический коэффициент.

Коэффициент полезного действия трансформатора в номинальном режиме

$$\eta_{\text{ст}} = \frac{S_{2\text{н}} \cos \varphi_{2\text{н}}}{S_{2\text{н}} \cos \varphi_{2\text{н}} + \Delta p_{\text{пр}} + \Delta p_{\text{ст}}}. \quad (6.36)$$

Аналогичный анализ можно провести для однофазного трансформатора бронзового типа, у которого обмотки размещены на центральном стержне шириной a , а ширина боковых стержней и ярма равна $0,5a$. Мощность, масса и оптимальная геометрия однофазного трансформатора определяются соответствующими формулами:

$$S_{2(1)} = (\pi/\sqrt{2}) f B_m j k_c k_3 k_{U_2} b^* c^* h^* a^4; \quad (6.37)$$

$$M_{\text{тр}(1)} = 2\gamma_{\text{ст}} k_c a^3 b^* (1 + c^* + h^*) + 2\gamma_{\text{пр}} k_3 a^3 c^* h^* (1 + b^* + 2c^*); \quad (6.38)$$

$$c_{\text{овт}(1)}^* = \sqrt{\frac{k_c \gamma_{\text{ст}} b^* (1 + h^*)}{2\gamma_{\text{пр}} k_3 h^*}}. \quad (6.39)$$

Параметры сглаживающего дросселя находятся так же, как в схемах с вентильными машинами (см. § 5.4), и определяются выражениями (5.60) ... (5.63).

Тиристоры выпрямителя выбираются по среднему току $I_V = I_d/m$. Потери в выпрямителе $\Delta p_v = \Delta U_T I_V N$, где ΔU_T — прямое падение напряжения в тиристоре, N — число тиристоров. Значение ΔU_T зависит от порогового напряжения, дифференциального сопротивления и коэффициента формы тока вентили (§ 5.11).

Активная масса ТВП

$$M_a = M_{\text{тра}} + M_T + M_d, \quad (6.40)$$

где M_T — масса тиристоров (без системы охлаждения).

$$m_a^* = M_a / P_d. \quad (6.41)$$

Переход от активной массы к полной массе ТВП в первом приближении может осуществляться с помощью конструктивного коэффициента. Полная масса $M = k_K M_a$, где значение $k_K > 1$ зависит от типа и условий работы АЭУ и может меняться в широких пределах (например, при использовании сильноточных тиристорных выпрямителей с воздушным охлаждением значительный вклад в массу ТВП могут давать радиаторы).

Коэффициент полезного действия трансформаторно-выпрямительного преобразователя

$$\eta = P_d / (P_d + \sum \Delta p), \quad (6.42)$$

где

$$\sum \Delta p = \Delta p_{ст} + \Delta p_{пр} + \Delta p_{в} + \Delta p_{л} + \Delta p_{доб}, \quad (6.43)$$

$\Delta p_{доб}$ — добавочные потери (в том числе на охлаждение, например, с помощью вентилятора, от высших гармоник и др.).

Расчет ТВП и основные характеристики. Расчет ТВП для случая $r \cos \varphi_2 \ll \sin \varphi_2$, когда можно пренебречь активным сопротивлением трансформатора, проводится следующим образом. Для заданных $P_{дн}$, $U_{дн}$, $I_{дн}$, $U_{лн}$ и a_n (с учетом требуемого диапазона регулирования U_d или стабилизации $U_{дн}$ при допустимых перегрузках) выбирается параметр $X_{к2*}$ в пределах 0,05 ... 0,2 (меньшие значения для большей мощности). Предварительное задание параметра $X_{к2*}$, имеющего наглядный физический смысл, в методическом плане аналогично, например, традиционному заданию относительного продольного индуктивного сопротивления X_{d*} при расчете синхронных генераторов. Значение $X_{к2*}$ при $r \ll 1$, согласно (6.29), примерно равно u_k . По $X_{к2*}$ из (6.1) и (6.7) находятся γ_n и $k_{ин}$ (итерациями). Для трехфазного мостового ТВП и типичных значений $\gamma \approx 0,1 \dots 0,5$ рад коэффициент k_i , согласно (6.1), изменяется от 0,79 до 0,81 и может приниматься постоянным. Тогда γ_n находится непосредственно из (6.7) при $k_{i2} = 1$, после чего определяется φ_2 по (6.3). Далее из (6.21) и (6.10) с учетом $k^2_{U2} \approx (1 - \Delta U^*)$ можно найти

$$\Delta U_n^* = X_{к2*} \sin \varphi_{2н} / (1 + X_{к2*} \sin \varphi_{2н}) \quad (6.44)$$

и u_k по (6.29). Для полученного значения k_{U2} уточняются итерациями параметры γ_n , $\varphi_{2н}$, ΔU_n^* . Если ΔU_n^* и u_k не удовлетворяют вводимым ограничениям, следует задаться другим значением $X_{к2*}$ и провести расчетные итерации. Еще раз отметим, что в трансформаторах АЭУ с регулируемым выпрямителем ΔU_n^* и u_k могут быть заметно больше, чем в обычных трансформаторах.

При расчете ТВП для рассматриваемого случая малых r можно вместо $X_{к2*}$ изначально задаваться ΔU_n^* , затем из (6.7) и (6.28) с учетом (6.1) и (6.3) находить $X_{к2*}$ и γ_n итерациями.

Определив γ_n и k_{U2} , находим k_{nc} , S и $S_2 = k_{U2}S$. Далее с учетом конструктивных ограничений, используемых материалов, вида охлаждения и уровня рабочего напряжения выбираются k_c , k_z , b^* , h^* , c^* . При этом в ряде случаев можно пользоваться известными рекомендациями по рациональной геометрии сердечников трансформаторов. В приближенных расчетах параметр c^* оценивается по (6.32). Затем определяется a по (6.27) и j по (6.26). Значение j должно согласовываться с выбранной системой охлаждения ТВП. В противном случае можно изменить исходное значение X_{k2*} (или ΔU_n^*) и провести итерационные расчеты. С учетом (6.30), (6.31) определяются предварительные значения $M_{тра}$ и $m_{тра}^*$ и проверяется их соответствие ограничениям технического задания. Далее рассчитывается число витков обмоток:

$$\omega_2 = U_{2н} (k_{U2} \pi \sqrt{2} f B_m k_c a^2 b^*) ; \quad (6.45)$$

$$\omega_1 = U_{1н} (k_{U1} \pi \sqrt{2} f B_m k_c a^2 b^*) , \quad (6.46)$$

где $U_{2н}$ находится по (6.5), а

$$k_{U1} = U_1 / E_1 = 1 + 0,5 \Delta U^* , \quad (6.47)$$

причем ω_2 и ω_1 округляются до целых чисел с соответствующей коррекцией остальных показателей [например, с учетом (6.8) может уточняться j].

Сечение провода первичной и вторичной обмоток

$$S_{пр1,2} = ch k_3 (4 \omega_{1,2}) . \quad (6.48)$$

При переходе к стандартным значениям $S_{пр}$ также могут уточняться остальные показатели. По (6.34) ... (6.36) рассчитываются потери и КПД трансформатора, а затем $S_{1н}$ по (6.12) и

$$\cos \varphi_{1н} = S_{2н} \cos \varphi_{2н} (\eta_{тр} S_{1н}) . \quad (6.49)$$

В зависимости от $\Delta U_{дн}$ и $I_{дн}$ выбираются тип и число тиристоров, оцениваются потери Δp_v , рассчитывается дроссель. Наконец, определяются активная масса и КПД ТВП по (6.40) ... (6.43).

Когда активное сопротивление R_{k2*} существенное, расчет ТВП незначительно усложняется. Вместо предварительного задания X_{k2*} удобнее задавать непосредственно ΔU_n^* , исходя из ограничений технического задания или общих рекомендаций. При фиксированных $U_{1н}$, $P_{дн}$, $U_{дн}$, a_n , B_m , f , k_c , k_z , b^* , h^* , c^* выбирается начальное значение γ_n ($0,1 \leq \gamma_n \leq 0,3$ рад, γ_n тем больше, чем меньше a и чем больше ΔU^* и соответственно ток), по (6.2) и (6.11) находятся $S_{2н}$ и размер a согласно (6.25) как корень уравнения

$$\frac{S_{2н} \mu_0 k_R c^* (1 + b^* + c^*)}{9 \pi f B_m^2 k_c^2 b^* h^* \Delta U_n^*} - a^3 \left/ \left(\frac{24 p_v \cos \varphi_{2н}}{\pi f \mu_0 k_z k_R c^* a^2} + \sin \varphi_{2н} \right) \right. = 0 . \quad (6.50)$$

Нахождение a легко осуществляется, например, графически, так как вычитаемое в (6.50) достаточно монотонно зависит от a . Затем определяется r по (6.17) и X_{k2*} по (6.21) с учетом $k^2_{U2} \approx 1 - \Delta U_n^*$:

$$X_{k2*} = \frac{\Delta U_n^*}{(1 - \Delta U_n^*)(r \cos \varphi_{2n} + \sin \varphi_{2n})}. \quad (6.51)$$

По (6.22) оценивается u_k и сравнивается с допустимыми ограничениями. Затем определяется γ_n по (6.7) в предположении $k_i = k_{in} = \text{const}$ ($k_{in} \approx 0,79 \dots 0,81$ для $m=3$ и $n_n=2$). Если найденное значение γ_n значительно отличается от предварительно выбранного (более чем на 10%), проводятся итерационные расчеты γ_n , S_{2n} , a . По (6.24) находится j и сравнивается с допустимыми значениями. Изменение j может достигаться варьированием ΔU_n^* . Затем определяется U_{2n} , ω_1 , ω_2 , $S_{пр1}$, $S_{пр2}$, S_1 , $\cos \varphi_1$, потери, КПД и масса трансформатора (как и в предыдущем случае). Расчет выпрямителя и дросселя остается без изменений.

Формулы (6.24), (6.25), (6.50) могут применяться при независимом расчете трансформатора. По заданной мощности S_{2n} и при фиксированных f , k_c , k_n , B_m , ΔU^* , b^* , h^* , $c^* = c^*_{\text{опт}}$ находят из (6.50) размер a , затем j по (6.24), габариты, массу и КПД трансформатора по формулам (6.30) ... (6.36).

Если вместо ΔU_n^* задано значение u_k , как в традиционных расчетных схемах трансформатора, то, используя (6.14), (6.16), (6.22) и (6.11), можно получить выражение

$$S_2 = \frac{9\pi k_c^2 f b^2 h^* B_m^2 u_k a^3}{\mu_0 k_R c^* (1 + b^* + c^*)} \left[1 + \left(\frac{24 p_f}{\pi \mu_0 k_R k_n f c^{*2} a^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (6.52)$$

из которого по заданной мощности легко находится базовый размер a при остальных фиксированных параметрах. При пренебрежении r выражение в квадратных скобках (6.52) равно единице и зависимость S_2 от a аналогична основной расчетной формуле трансформатора, а $m^*_{\text{тра}}$ может оцениваться сразу по (6.33).

Внешняя характеристика ТВП строится на основе соотношения (6.5). Если принять, что выходное напряжение трансформатора U_2 снижается линейно с ростом тока и $k_i = \text{const}$, т. е.

$$U_2 = U_1' [1 - (\Delta U^* I_d / I_{dH})], \quad (6.53)$$

где $U_1' = U_1 \omega_2 / \omega_1$, то при $m=3$ и $n_n=2$ имеем

$$U_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{6} U_1' \left(1 - \Delta U^* \frac{I_d}{I_{dH}} \right) \cos \alpha, \quad (6.54)$$

а угол γ в соответствии с (6.4)

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{2 X_{k2} I_d}{\sqrt{6} U_1' \left(1 - \frac{1}{2} \Delta U^* \frac{I_d}{I_{dH}} \right)} \right] - \alpha, \quad (6.55)$$

где $X_{k2} = X_{k2*} U_{2H} / I_{2H}$, U_{2H} определяется по (6.5), $I_{2H} \approx k_{in} I_{dH}$.

Значение ΔU^* , согласно (6.51),

$$\Delta U^* = \frac{X_{k2*} (r \cos \varphi_2 + \sin \varphi_2)}{1 + X_{k2*} (r \cos \varphi_2 + \sin \varphi_2)}. \quad (6.56)$$

Таким образом, в (6.54), (6.55) для каждого значения угла α необходимо подставлять свое значение ΔU^* , поскольку $\varphi_2 = \alpha + 0,5\gamma$. Значения $\Delta U^*(\alpha)$ и $\gamma(\alpha)$ для номинального тока $I_{дн}$ могут находиться итерациями из (6.56) и (6.55) с учетом (6.3).

Необходимо иметь в виду, что выражения (6.54) и (6.55), описывающие внешние характеристики ТВП с $m=3$, $n_n=2$, верны при $\gamma < \pi/3$, когда одновременно включено два или три (в период коммутации) вентиля. Обычно в ТВП $\gamma < \pi/3$.

Следует отметить, что исходные формулы (6.1) ... (6.7) получены без учета влияния параметра R_{k2} на процессы коммутации, хотя от него зависят размеры трансформатора и его КПД. В большинстве случаев такой подход правилен для трансформаторов АЭУ даже при соизмеримых $r \cos \varphi_{2н}$ и $\sin \varphi_{2н}$, поскольку во время переключения вентилей коммутационная ЭДС $e_k = -X_{k2} di/d\theta$ благодаря быстрому изменению тока существенно превышает iR_{k2} . Действительно, как и в вентильных машинах, отношение $iR_{k2} \approx 0,5R_{k2}I_d$ и $|e| \approx X_{k2}I_d/\gamma$ равно $0,5r\gamma$.

Условием для возможности пренебрежения активным сопротивлением коммутирующего контура будет $0,5r\gamma \ll 1$. При мощностях более 5 ... 10 кВт обычно $r \leq 0,5$, $\gamma \leq 0,5$ рад, $0,5r\gamma \leq 0,1$ и влияние активного сопротивления в процессах коммутации для ТВП будет незначительным.

§ 6.3. Трансформаторно-инверторные преобразователи

Общая схема трансформаторно-инверторного преобразователя (ТИП), обратная по отношению к схеме ТВП, приведена на рис. 6.4. Схема состоит из тиристорного инвертора I с системой управления $СУ$, трансформатора Tr и дросселя D . Считается, что ТИП работает на синусоидальную ЭДС, определяемую напряжением U_d и создаваемую либо сетью переменного тока, либо автономной электрической машиной (зависимый инвертор). Благодаря этому обеспечивается естественная (машинная) коммутация тиристоров инвертора (см. § 5.7). Напряжения $u(\theta)$ и токи $i(\theta)$ на входе в инвертор, создаваемые смежными фазами, характеризуются кривыми, представленными на рис. 6.5. Токи в фазах текут навстречу приложенному со стороны нагрузки синусоидальному напряжению под действием U_d и ЭДС дросселя, который создает на включенных тиристорах необходимое прямое напряжение, превышающее $u(\theta)$ на величину падения напряжения на вентиле. Момент включения каждого тиристора определяется углом опережения β , значение которого регулируется СУ. Для обеспечения естественной коммутации и устойчивой работы инвертора угол запаса запираю-

щей способности тиристоров $\delta_n = \beta - \gamma$ должен превышать заданное минимальное значение $\delta_{n \min} = 2\pi f t_n$ (для создания паузы тока $t_n \approx 10 \dots 30$ мкс в отключающихся тиристорах). Как и раньше, намагничивающий ток трансформатора считается малым и $I_1 \omega_1 = I_2 \omega_2$.

Таким образом, ТИП работает с током, опережающим по фазе напряжение U_1 , создаваемое инвертором, на угол

$$\varphi_1 = \beta - 0,5\gamma \quad (6.57)$$

и отстающим от ЭДС первичной обмотки E_1 на угол $\pi - \varphi_1$. Так как $I_2' = -I_1$, а напряжение сети $U_2' \approx -E_1$, то вектор тока I_2' отстает от U_2' на угол $\varphi_2 \approx (\pi - \varphi_1) > \pi/2$ и ТИП потребляет из сети реактивную мощность.

Анализ процессов в ТИП с непрерывным током может проводиться на основе соотношений для вентильных двигателей с зависимыми инверторами (§ 5.7). Коэффициенты тока и использования соответствен-

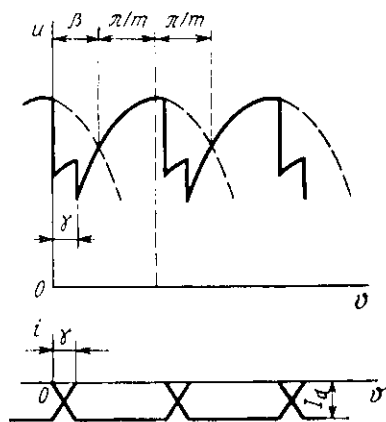


Рис. 6.5. Фазные напряжения и ток ТИП

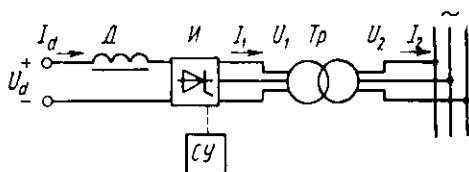


Рис. 6.4. Схема трансформаторно-инверторного преобразователя

но: $k_i = I_1/I_d$, $k_{nc} = P_d/S = \sqrt{2} n_p \sin(\pi/m) \cos \beta \cdot k_{U1}/(\pi k_i)$, где I_1 и $S = m E_1 I_1$ — действующий фазный ток и мощность подключаемой к инвертору первичной обмотки трансформатора; k_i определяется (6.1), а $k_{U1} = U_1/E_1$.

Так как углы α и β в выпрямителе и инверторе связаны соотношением $\alpha = \pi - \beta$ (см. § 5.7), то, согласно (6.5) и (6.4),

$$\frac{U_{dн}}{U_{1н}} = \frac{n_p m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sqrt{2} \cos \beta \quad (6.58)$$

$$\gamma_n = \beta - \arccos \left[\cos \beta + \frac{X_{к1*}}{\sqrt{2} \sin(\pi/m) k_{1н}} \right]. \quad (6.59)$$

В (6.58) минус перед правой частью опущен, так как фиксируются абсолютные значения $U_{1н}$.

Коммутационное индуктивное сопротивление ТИП $X_{к1} = X_1 + X_2'$ равно индуктивному сопротивлению к.з. трансформатора, приведенному к первичной обмотке, которая подключается к инвертору.

Значение X_{k1*} определяется на основе (6.13) с заменой ω_2^2 на ω_1^2 . Относительные значения индуктивного $X_{k1*} = X_{k1} I_{1H} / U_{1H}$ и активного $R_{k1*} = R_{k1} I_{1H} / U_{1H}$ сопротивлений трансформатора, приведенных к первичной обмотке, находятся по тем же формулам (6.14) и (6.16), что и X_{k2*} и R_{k2*} , с заменой множителя k_{U2} на 1. Последнее соответствует допущению $\Delta U_H^* \ll 1$, что правомерно для приближенного анализа ТИП средней мощности, так как в рабочих режимах трансформатора с непрерывным током при типичных значениях $\varphi_1 \approx 20 \dots 40^\circ$ внутреннее падение напряжения незначительно (обычно не более 3 ... 4%). В общем случае с учетом векторной диаграммы $\Delta U_H^* = (U_{1H} - U_{2H}) / U_{1H} \approx X_{k1*} (r \cos \varphi_1 - \sin \varphi_1)$. При больших мощностях ТИП и малых r значение ΔU_H^* будет отрицательным, т. е. напряжение на выходе трансформатора повышается. В этом случае можно считать $\Delta U_H^* < 0$ задаваемым параметром и, определив X_{k1*} , использовать при расчете ТИП соотношения, аналогичные (6.26) ... (6.29):

$$a = \sqrt[3]{\frac{\mu_0 k_R c^* (1 + b^* + c^*) S_2}{9 \pi k_c^2 B_m^2 b^{*2} f h^* X_{k1*}}};$$

$$j = \frac{12 k_c b^* B_m X_{k1*}}{\sqrt{2 \mu_0 k_R k_3 k_{U2} c^{*2} (1 + b^* + c^*) a}}.$$

По X_{k1*} рассчитываются также γ_H , β , U_{1H} на основе (6.58) и (6.59).

Для массогабаритных показателей трансформатора, потерь и КПД η_{TP} остаются справедливыми формулы, полученные для ТВП.

Приближенный расчет ТИП может проводиться следующим образом. Для заданных значений S_{2H} , U_{2H} , f , U_{dH} фиксируются b^* , h^* , k_c , k_3 , $c^* \approx c^*_{опт}$, B_m , предварительно выбирается j с учетом вида охлаждения и по (6.11) определяется базовый размер трансформатора

$$a = \sqrt[4]{\frac{S_{2H}}{0,75 \pi \sqrt{2} k_3 k_c k_{U2} j f B_m b^* c^* h^*}}, \quad (6.60)$$

полагая $k_{U2} \approx 1$. Затем определяются X_{k1*} , r и значения относительных напряжений к.з.: $u_{K\alpha} = X_{k1*} r$, $u_{Kr} = X_{k1*}$,

$$u_K = X_{k1*} \sqrt{r^2 + 1}. \quad (6.61)$$

Полученные значения должны находиться в допустимых пределах ($u_K \leq 0,15$). В противном случае следует задаться новым значением j либо изменить геометрию трансформатора или B_m . Если по оценкам ΔU_H^* существенно ($\Delta U_H^* < 0$), то следует уточнить a по (6.60) для соответствующего значения $k_{U2} > 1$. Далее выбирает-

ся угол β в пределах $20^\circ \leq \beta \leq 50^\circ$. Например, если задана реактивная мощность сети Q_p , то угол β можно оценить по формуле $\sin \beta \approx \approx Q_p/S_{2n}$. Далее по (6.59) находится γ_n , либо с учетом (6.1) итерациями, либо в предположении $k_i = \text{const}$ ($k_i \approx 0,79 \dots 0,81$), что позволяет найти $k_{ис}$ и P_d . По току $I_d = P_d/U_{дн}$ выбираются вентили и рассчитывается дроссель так же, как для ТВП с использованием коэффициента сглаживания $s = q_2/q_1$, где $q_2 \approx 2\sqrt{1 + v^2 \text{tg}^2 \beta} / (v^2 - 1) \approx 0,057\sqrt{1 + 36 \text{tg}^2 \beta}$ (для $v=6$ при $m=3$, $n_n=2$), q_1 — задаваемый коэффициент пульсаций, передаваемых от ТИП в первичный источник постоянного тока. Реальные параметры источника постоянного тока (мощность и напряжение) должны быть скорректированы с учетом потерь мощности и напряжения в инверторе и дросселе.

Так как для ТИП средней мощности падение напряжения на трансформаторе мало при соизмеримых $r \cos \varphi_1$ и $\sin \varphi_1$, то $mU_1 I_1 \cos \varphi_1 \eta_{тр} \approx mU_2 I_2 \cos \varphi_2$, откуда следует $\cos \varphi_2 \approx \cos \varphi_1 \eta_{тр}$. Таким образом, по рассчитанному КПД трансформатора и значению φ_1 из (6.57) можно оценить $\cos \varphi_2$.

§ 6.4. Примеры расчетов трансформаторно-вентильных преобразователей

Были рассчитаны три варианта преобразователей: ТВП мощностью $P_d = 100$ кВт (вариант 1), ТВП мощностью $P_d = 10$ кВт (вариант 2) и ТИП мощностью $S_{2n} = 30$ кВ·А (вариант 3). Для всех вариантов $m=3$, $n_n=2$ (трехфазная мостовая схема вентильного преобразователя). Основные параметры и показатели вариантов приведены в табл. 6.1. Исходные данные для каждого варианта подчеркнуты снизу. Во всех случаях принималось: $b^* = 1$; $h^* = 3$; $c^* \approx c^*_{\text{онт}} = 2$; $k_3 = 0,4$; $k_c = 0,93$; $c_d^* = 0,5$; $b_d^* = 1$; $h_d^* = 3$; $k_{зд} = 0,6$; $k_{од} = 1,2$; $j_d = 5 \cdot 10^6$ А/м²; $B_d = 1,4$ Тл. Рабочая температура 120°C . Материал сердечника трансформаторов — шихтованная сталь типа гиперко толщиной 0,2...0,3 мм. Амплитуда индукции $B_m = 1,5$ Тл выбиралась с учетом возможного увеличения потока в переходных режимах.

Вариант 1 соответствует условию $r \cos \varphi_2 \ll \sin \varphi_2$, когда активным сопротивлением обмоток пренебрегается, в варианте 2 параметр $r = 0,33$ и активное сопротивление обмоток оказывают заметное влияние.

Во всех вариантах значения u_k существенно больше общепринятых (примерно вдвое), что допустимо с учетом возможности регулирования выходных показателей. Если принять $u_k \approx 0,055 \dots 0,065$, то при $f = 400$ Гц расчет трансформаторов мощностью 2...6 кВ·А по предлагаемой методике [с использованием, например, формулы (6.52)] дает $m^*_{тр} \approx 1,2 \dots 1,4$ кг/(кВ·А), что согласуется с известными данными. Для трансформаторов большей мощности (когда $r \ll 1$)

Таблица 6.1

Параметры и показатели преобразователей	Варианты		
	1	2	3
Постоянный ток:			
мощность P_d , кВт	<u>100</u>	<u>10</u>	21,6
напряжение U_d , В	<u>1000</u>	<u>11,5</u>	24
ток I_d , А	100	870	900
Переменный ток:			
мощность $S_{1н}/S_{2н}$, кВ·А	157/143	16,2/14,7	<u>30</u>
напряжение $U_{1н}/U_{2н}$, В	<u>115/560</u>	<u>117/7</u>	12,6/118
ток $I_{1н}/I_{2н}$, А	475/81	47/700	795/84,7
коэффициент мощности $\cos \varphi_{1н}/\cos \varphi_{2н}$	0,69/0,68	0,7/0,71	0,82/0,76
частота f , Гц	<u>400</u>	<u>400</u>	<u>1000</u>
Число витков обмоток ω_1/ω_2	15/80	60/4	3/28
Относительное падение напряжения ΔU_n^*	0,097	<u>0,1</u>	-0,05
Относительное напряжение к.з. u_k	0,136	0,112	0,102
Плотность тока в обмотках j , А/мм ²	<u>4</u>	6,31	<u>6</u>
Относительное коммутационное сопротивление X_k	<u>0,15</u>	0,118	0,1
Базовый размер трансформатора a , см	5,4	2,72	2,6
Угол коммутации γ_n , град	12	10	10
Угол регулирования α_n , град	<u>40</u>	<u>40</u>	—
Угол опережения β_n , град	—	—	<u>40</u>
Коэффициент тока k_{in}	0,81	0,805	0,805
Коэффициент использования трансформатора $k_{исн}$	0,7	0,7	0,72
Параметр r	0,08	0,33	0,145
Тип тиристоров	ТБ-151-50	ТБ143-400	ТБ143-400
Коэффициент сглаживания пульсаций s	14,7	14,7	6,53
Базовый размер дросселя a_d , см	6,3	3,5	2,8
Потери, кВт:			
в обмотках трансформатора $\Delta p_{шр}$	4,6	0,57	0,44
в стали $\Delta p_{ст}$	3,1	0,4	1,3
в выпрямителе Δp_n	0,4	2,9	2,9
в дросселе Δp_d	0,81	0,25	0,1
КПД трансформатора $\eta_{тр}$	0,93	0,915	0,93
КПД преобразователя η	0,92	0,74	0,83
Активная масса, кг:			
трансформатора $M_{тра}$	67	8,5	7,4
тиристоров M_θ	2	2,5	2,5
дросселя M_d	28	5,2	4
Удельная активная масса трансформатора $m^*_{тра}$, кг/(кВ·А)	0,44	0,55	0,25
Полная активная масса M_a , кг	97	16,2	13,9
Удельная активная масса m^* , кг/кВт	0,97	1,6	0,65

прямые оценки $m^*_{тр}$ по (6.31) при типичных значениях u_k также достаточно близки к реальным показателям.

Плотность тока в трансформаторе для всех вариантов соответствует воздушному принудительному охлаждению. Повышенные значения j по сравнению с обычными трансформаторами являются следствием увеличенных ΔU_n^* и u_k . Отвод потерь от тиристоров в вариантах 2 и 3 требует либо радиаторов (охлаждаителей), которые могут увеличить в несколько раз массу преобразователей, либо специальных систем охлаждения (например, жидкостных испарительных с ограниченным временем работы и др.). Преобразователи с повышенными ΔU^* и j целесообразно использовать в термоинерционных режимах с циклическим включением. Исследование тепловых процессов в ТВП и ТИП — самостоятельная сложная задача.

На рис. 6.6 построены внешние характеристики $U_d(I_d)$ для варианта 1 при различных α . С ростом I_d напряжение U_d (сплошные линии на рис. 6.6) падает, а угол γ (пунктирные линии на рис. 6.6) растет, причем γ тем больше, чем меньше α . При двукратных перегрузках, типичных для преобразователей АЭУ, угол γ может приближаться к 1° рад и влияние коммутации на процессы в преобразователях становится весьма существенным. В частности, даже у нерегулируемых ТВП ($\alpha \equiv 0$), работающих с циклическими перегрузками, коэффициент мощности трансформатора может падать до $\cos \varphi = \cos \gamma/2 = 0,9$.

Удельные активные массы трансформаторов рассчитанных преобразователей находятся в диапазоне $0,25 \dots 0,55 \text{ кг}/(\text{кВ} \cdot \text{А})$. С ростом мощности и частоты f удельная масса трансформаторов существенно снижается. Расчеты трансформаторов для вентиляльных преобразователей АЭУ без учета коммутации и регулирования могут привести к недопустимым погрешностям. Удельные активные массы ТВП и ТИП в диапазоне мощностей $10 \dots 100 \text{ кВт}$ и частот $400 \dots 1000 \text{ Гц}$ имеют порядок $0,6 \dots 1,6 \text{ кг/кВт}$ (большие значения для меньших мощностей).

Развитый подход без больших затруднений можно распространить на различные схемы выпрямителей и инверторов (с другими m и n_d), а также на преобразователи с трансформаторами более

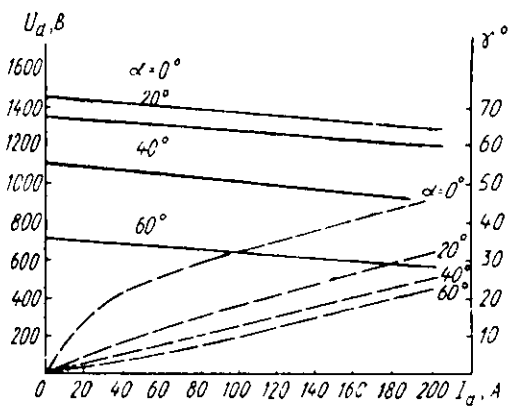


Рис. 6.6. Внешние характеристики ТВП и зависимости угла коммутации γ от тока при различных значениях угла α

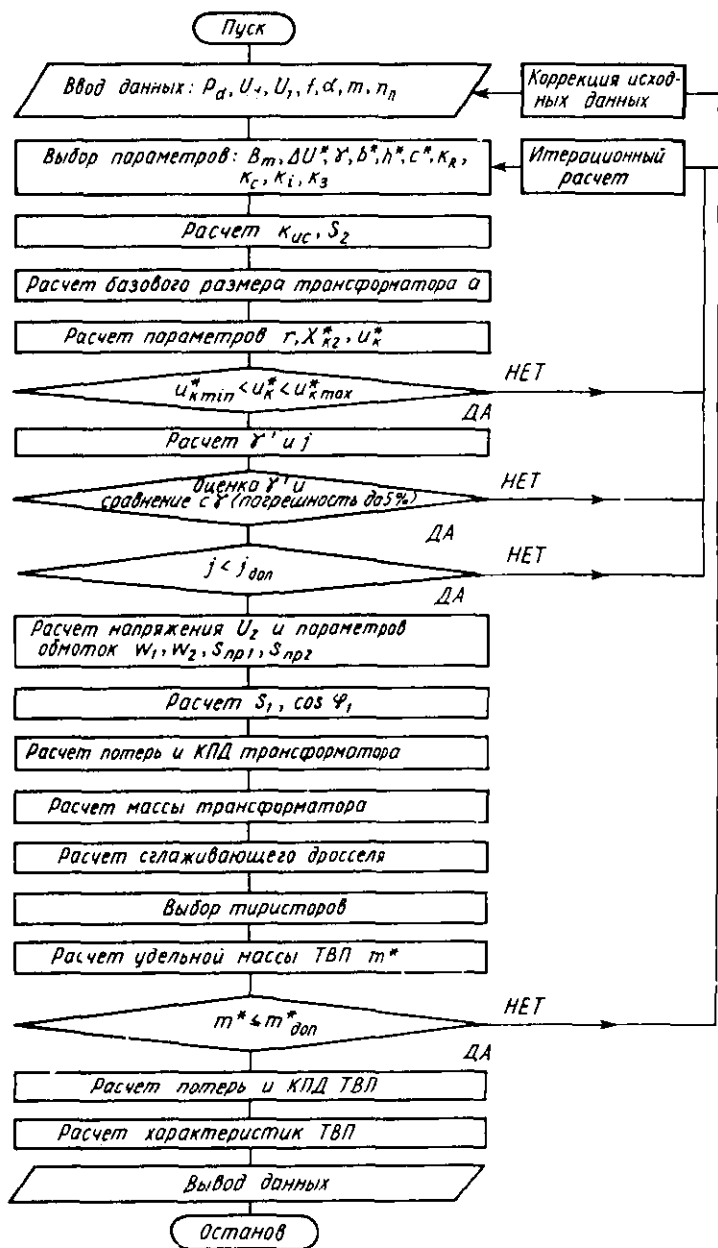


Рис. 6.7. Схема алгоритма расчета ТВП

сложной конструкции (например, со ступенчатой формой сечения стержней, с круглыми катушками и т. п.).

Схема алгоритма приближенного расчета ТВП приведена на рис. 6.7.

Вопросы для самопроверки

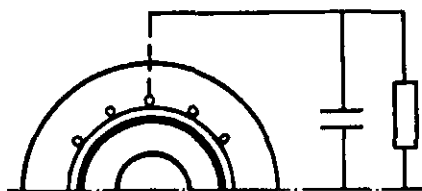
1. Перечислите способы снижения удельной массы трансформаторов для автономных энергоустановок.

2. Объясните физический смысл напряжения к.з., индуктивного и активного сопротивления к.з. трансформатора.

3. Какой вид имеют внешние характеристики трансформаторно-выпрямительного преобразователя?

4. Почему выпрямительный и инверторный преобразователи имеют реактивную мощность?

5. Каким образом параметры сглаживающего дросселя зависят от показателей трансформаторно-вентильных преобразователей?



АСИНХРОННЫЕ
И КАСКАДНЫЕ
БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНЫ

§ 7.1. Общие положения

Асинхронные БЭМ включают в себя один из наиболее распространенных типов электромеханических преобразователей энергии — асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутой обмоткой ротора. Такой двигатель (см. гл. 1) имеет наиболее простое по сравнению с большинством электрических машин конструктивное исполнение. Надежность АД с короткозамкнутым ротором выше, чем у большинства остальных электрических машин. Эти качества предопределили широкое использование АД в самых различных областях техники — от мощных электроприводов и транспортных установок до миниатюрных исполнительных механизмов систем управления. Благодаря своей простоте и надежности АД могут применяться в сложных окружающих условиях — при высоких температурах, в вакууме, в присутствии агрессивных сред и т. д. Общие недостатки АД с короткозамкнутым ротором — сложность регулирования частоты вращения, большие пусковые токи, понижение значения коэффициента мощности $\cos \varphi$.

Трехфазный асинхронный двигатель был создан в 1889 ... 1890 гг. М. О. Доливо-Добровольским практически в том виде, в котором он применяется сейчас. Подобная ситуация является редкой в условиях быстрого технического прогресса и служит примером выдающегося изобретения, которое сразу воплотило в себе признаки технически совершенного изделия, обладающего гармоничной простотой в сочетании с высокой практической полезностью.

Асинхронная машина (см. гл. 1) может работать в генераторном режиме. В настоящее время асинхронные генераторы не получили широкого распространения, но они начинают интенсивно изу-

чатся как возможные источники электроэнергии в автономных энергоустановках, отличающиеся простотой и высокой надежностью. Так же как и в АД, простая конструкция ротора позволяет реализовать в асинхронном генераторе (АГ) высокие частоты вращения ротора и соответственно хорошие массогабаритные показатели. Важное достоинство АГ — возможность его простого перевода в двигательный режим работы, что позволяет легко сочетать функции стартера и генератора в одном агрегате для установок, где требуется первоначальная раскрутка первичного двигателя (например, двигателя внутреннего сгорания или газотурбинного двигателя). Кроме того, при использовании АГ относительно легко обеспечивается их параллельная работа в отличие от синхронных генераторов, для которых ее реализация сопряжена с трудностями. Недостатки АГ связаны в основном с необходимостью применения конденсаторного самовозбуждения в автономных энергоустановках, а также со сложностью стабилизации частоты и напряжения.

К асинхронным БЭМ можно отнести магнитогидродинамические (МГД) устройства с бегущим магнитным полем, у которых вместо короткозамкнутого ротора используется поток сплошной проводящей среды, например, жидкого металла. Среди таких устройств наибольший интерес представляют асинхронные жидкометаллические насосы, интенсивно внедряемые в металлургию, атомную энергетику, космическую технику. Вследствие бесконтактного взаимодействия первичной цепи, создающей движущийся магнитный поток, и жидкого металла они успешно заменяют механические насосы, основанные на непосредственном механическом воздействии ротора на металл и отличающиеся низкой надежностью. Благодаря отсутствию подшипников и возможности полностью герметизировать канал, асинхронные насосы позволяют перекачивать такие активные вещества, как щелочные металлы, радиоактивные сплавы и т. п., причем температуры перекачиваемых сред могут достигать 600...800°C и более. Асинхронные насосы обладают малой интенсивностью отказов и отличаются чрезвычайной простотой эксплуатации. Асинхронная машина с жидкометаллическим рабочим телом может работать в режиме дросселя и асинхронного генератора. Разновидность асинхронных машин — линейные асинхронные двигатели, у которых электромагнитные процессы идентичны таковым в линейных асинхронных насосах, а также двигатели с массивным ротором.

Близкими к асинхронным машинам являются каскадные БЭМ, у которых в качестве одного из каскадов обычно используется асинхронная машина. Каскадные БЭМ могут работать в режиме асинхронного двигателя с улучшенными регулировочными и пусковыми характеристиками, а также в режиме бесконтактного генератора синхронно-асинхронного типа, имеющего простую технологию изготовления и повышенные рабочие температуры. Недостатки каскадных БЭМ связаны с громоздкостью их конструкции.

§ 7.2. Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором

Асинхронные двигатели — один из наиболее изученных типов электрических машин. Здесь излагаются лишь основные и наиболее характерные сведения по АД, иллюстрирующие их особенности по сравнению с другими типами БЭМ и позволяющие выявить универсальный характер физических процессов в различных бескон-

тактных модификациях асинхронной машины.

Типичная конструкция АД с короткозамкнутым ротором показана на рис. 7.1. На статоре размещена распределенная трехфазная первичная обмотка 1 в пазах шихтованного цилиндрического сердечника 2, а на роторе в пазах шихтованного сердечника 3 расположена вторичная короткозамкнутая обмотка, состоящая из продольных медных или алюминиевых стержней 4 и боковых короткозамыкающих колец 5, снабженных вентиляционными выступами 6. На рис. 7.1, б отдельно показана роторная обмотка.

Сопоставление рис. 7.1 с другими рисунками, на которых приведены конструкции различных БЭМ, убеждает в предельной простоте асинхронной машины по сравнению с другими БЭМ.

Процессы в АД описываются уравнениями (1.26) ... (1.39) с использованием схем замещения на рис. 1.13. На рис. 7.2, а приведена векторная диаграмма АД, соответствующая уравнениям (1.32). Ее построение рационально начинать с вектора магнитного потока Φ , сцепленного с первичной и вторичной обмотками. Поток Φ создается суммарным намагничивающим током I_m . Некоторое отставание по фазе Φ от I_m связано в основном с действием вихревых токов и эффектами перемагничивания в стальных шихтованных сердечниках. Эти эффекты играют роль инерционных факторов, задерживающих изменение Φ во времени по отношению к I_m . Под действием Φ в обмотках наводятся ЭДС E_1 и $E_2' = E_1$, отстающие, как обычно, от Φ на $\pi/2$. Под действием E_2' в обмотке ротора течет ток I_2' , отстающий по фазе от E_2' на угол ψ_2 из-за индуктивного сопротивления вторичной цепи.

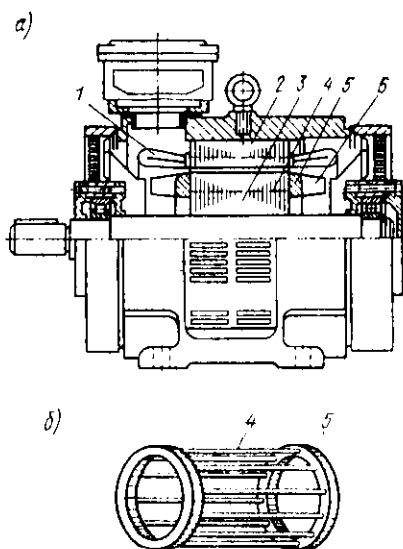


Рис. 7.1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (а) и его роторная обмотка (б)

Согласно схеме замещения, изображенной на рис. 1.13, а,

$$\cos \psi_2 = (R_2' s) / \sqrt{(R_2' s)^2 + (X_2')^2}. \quad (7.1)$$

Ток I_2' определяется вторым уравнением (1.32), по которому строится векторная диаграмма вторичной цепи (рис. 7.2, а).

После нахождения I_2' строится вектор тока I_1 по третьему уравнению (1.32), а затем по первому уравнению (1.32) определяется первичное напряжение U_1 . Если нагрузочный момент M на валу АД изменяется, то должен изменяться электромагнитный момент, определяемый (1.36), что обеспечивается изменением скорости ротора и скольжения s . При этом меняются I_2' , $\cos \psi_2$, I_1 , $\cos \varphi$ и потребляемая двигателем мощность $P_1 = m U_1 I_1 \cos \varphi$.

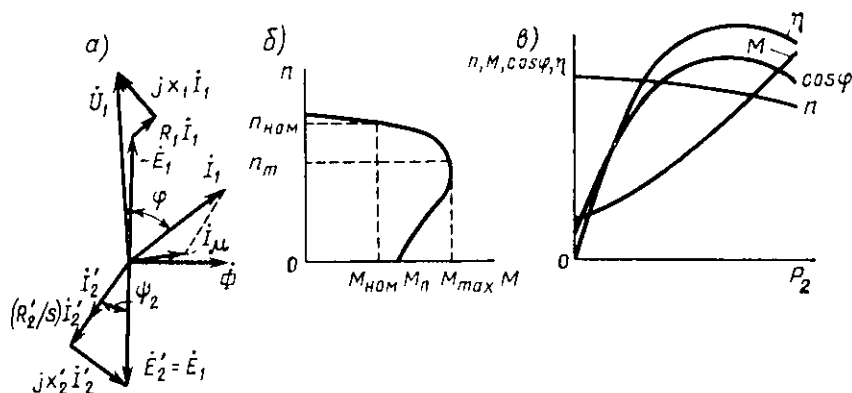


Рис. 7.2. Векторная диаграмма АД с короткозамкнутым ротором (а), его механическая (б) и рабочие (в) характеристики

Эффективным инструментом для анализа АД является круговая диаграмма асинхронной машины (см. рис. 1.15). Так, например, если из точки a на диаграмме, соответствующей рабочему режиму АД, опустить перпендикуляр на горизонталь, проходящую через точку O , и зафиксировать точки пересечения перпендикуляра с линиями AB и $A\bar{B}$, то отрезки ab , av и ag в соответствующем масштабе дают значения подведенной P_1 , электромагнитной $P_{эм}$ и полезной механической P_2 мощностей. Поэтому горизонтальная линия, проходящая через точку O , называется *линией электрической мощности*, линия AB — *линией электромагнитной мощности*, линия $A\bar{B}$ — *линией механической мощности*. Отношение ag/ab характеризует КПД двигателя. Скольжение двигателя может определяться как отношение отрезков $s = gv/av$. Поскольку отрезок gv мал, точность нахождения s таким методом низкая и обычно на диаграмме проводятся дополнительные построения, позволяющие опре-

делить s с необходимой точностью по специальной шкале скольжения.

Типичная механическая характеристика $n(M)$ асинхронного двигателя (рис. 7.2, б) получается простым перестроением кривой $M_{эм}(s)$ на рис. 1.14 с учетом $M \approx M_{эм}$, $s = (n_1 - n)/n_1$ (где n_1 — частота вращения потока). Эта характеристика содержит характерные точки: $n=0$, $M=M_n$ (режим пуска); $n=n_m$, $M=M_{max}$ (режим максимального момента); $n=n_{ном}$, $M=M_{ном}$ (номинальный режим). Обычно $M_{max}/M_{ном} \approx 1,7 \dots 3$.

Рабочий участок механической характеристики АД соответствует верхней части кривой $n(M)$, которая имеет приблизительно линейный падающий характер.

Таблица 7.1

Тип АД	P_2 , кВт	$n, об/мин$	КПД, %	$\cos \varphi$	$\frac{M_{max}}{M_{ном}}$	$\frac{M_{II}}{M_{ном}}$	$\frac{I_{II}}{I_{ном}}$	m^* , кг/кВт
4A80A2Y3	1,5	3000/2850	81	0,85	2,6	2,1	6,5	11,6
4A132M2Y3	11	3000/2900	88	0,9	2,8	1,7	7,5	8,45
4A280S2Y3	110	3000/2970	91	0,89	2,2	1,2	7	7,36
4A315M2Y3	200	3000/2970	92,5	0,9	2,2	1,2	7	5,65
4A355M2Y3	315	3000/2970	93	0,91	1,9	2	7	5,3
4A80B4Y3	1,5	1500/1415	77	0,83	2,2	1	5	13,6
4A280S4Y3	110	1500/1470	92,5	0,9	2	1,2	5,5	7,36
4A355M4Y3	315	1500/1485	94,5	0,92	2	1,2	7	5,3
4A90L6Y3	1,5	1000/935	75	0,74	2,2	2	4,5	19,13
4A315S6Y3	110	1000/985	93	0,9	2,2	1,4	6,5	9,14

У бесконтактных АД с короткозамкнутым ротором при пуске $s=1$, сопротивление вторичной цепи в схеме замещения минимальное и потребляемый из сети пусковой ток I_n существенно превышает номинальный ток $I_{ном}$. Обычно $I_n/I_{ном} \approx 4 \dots 7$. Кроме того, пусковой момент M_n может быть существенно меньше максимального M_{max} . Для облегчения условий пуска применяются различные способы. Одним из них является использование глубокопазных роторов, в которых вторичная обмотка выполнена из узких высоких (по радиусу) стержней. При пуске таких АД, когда скольжение и частота тока в роторе велики, из-за поверхностного эффекта ток вытесняется в верхнюю часть каждого стержня роторной обмотки, его эффективное сечение уменьшается и повышается активное сопротивление вторичной цепи R_2' . Как отмечалось в гл. 1, это приводит к смещению M_{max} в сторону больших скольжений (см. рис. 1.14). Поэтому пусковой момент в глубокопазных АД увеличивается, а пусковой ток — снижается. После разгона АД скольжение s и частота в роторе снижаются, действие поверхностного эффекта прекращается и ток течет по всему сечению проводника ротора. При

этом R_2' уменьшается и $M_{\max}$ смещается в сторону меньших s , чем достигается повышение $M_{\text{ном}}$. Приближение $M_{\text{п}}$ и $M_{\max}$ может достигаться в АД со сплошным массивным ротором (см. § 7.5).

На рис. 7.2, в приведены рабочие характеристики АД с короткозамкнутой обмоткой: $n(P_2)$, $M(P_2)$, $\cos \varphi(P_2)$, $\eta(P_2)$, где P_2 — развиваемая АД механическая мощность. Эти характеристики подробно описаны во всех книгах по электрическим машинам. Переходные процессы в АД, как отмечалось ранее, удобно исследовать с помощью системы (1.39).

Типичные параметры АД с короткозамкнутым ротором единой серии 4А приведены в табл. 7.1.

При увеличении синхронной частоты вращения до $(12 \dots 24) \cdot 10^3$ об/мин удельная масса АД может быть снижена до $1 \dots 1,5$ кг/кВт.

Благодаря простоте конструкции АД помимо традиционных областей использования широко внедряются в высокоскоростных установках (турбодетандерах криогенных систем, электрошпинделях, гироскопических установках и др.), у которых частоты вращения агрегатов достигают $(100 \dots 300) \cdot 10^3$ об/мин. Конструктивное исполнение таких двигателей имеет ряд особенностей, связанных, в частности, с заменой подшипников газовыми опорами, и т. п.

§ 7.3. Асинхронные генераторы

Если ротор асинхронного двигателя ускорить с помощью внешнего привода до частоты вращения, превышающей частоту вращения магнитного потока, т. е. осуществить условие $n > n_1$, то скольжение $s = (n_1 - n)/n_1$ станет отрицательным и машина перейдет в режим асинхронного генератора. При этом в первичной обмотке генерируется активная мощность, передаваемая нагрузкам, соединенным с первичной цепью. Упрощенно работу АГ можно объяснить следующим образом. Ток в короткозамкнутой роторной обмотке, возникающий за счет ее относительного движения в первичном магнитном поле, создает собственный магнитный поток, который, в свою очередь, наводит в обмотке статора дополнительную ЭДС и активный ток, питающий нагрузки.

Рассмотрим основные способы включения АГ — на сеть большой мощности и на автономную нагрузку.

Работа АГ на сеть большой мощности. При работе параллельно с мощной сетью АГ описывается системой уравнений (1.32) и схемами замещения, показанными на рис. 1.13. Отличие от двигательного режима заключается в том, что $s < 0$ и $\cos \psi_2 < 0$ согласно (7.1). Последнему условию удовлетворяет угол $\psi_2 > \pi/2$, поэтому векторная диаграмма АГ, соответствующая схеме рис. 1.13, а, приобретает вид, представленный на рис. 7.3. Тот факт, что ток I_2' значительную часть периода направлен противоположно приведенной вторичной ЭДС $E_2' = E_1$, связан с тем, что при $s < 0$ дей-

ствительная ЭДС в роторе изменяет знак, так как в системе координат, связанной с перемещающимся потоком, проводники ротора движутся в разные стороны при $s > 0$ и $s < 0$.

Векторная диаграмма для АГ строится в той же последовательности, что и для АД (см. рис. 7.2, а). В режиме АГ имеем $\varphi > \pi/2$, $\cos \varphi < 0$ и $P = mU_1 I_1 \cos \varphi < 0$, т. е. активная мощность машины изменяет знак и, следовательно, не потребляется (как в АД), а вырабатывается машиной. Этот факт отмечался ранее при построении круговой диаграммы асинхронной машины (см.

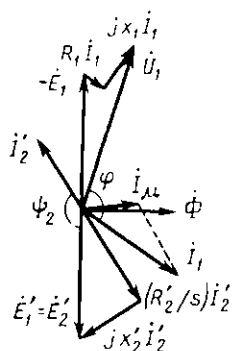


Рис. 7.3. Векторная диаграмма асинхронного генератора, работающего на сеть большой мощности

рис. 1.15). В то же время реактивная мощность машины $Q = mU_1 I_1 \sin \varphi$ имеет один и тот же знак при $\varphi < \pi/2$ (режим АД) и при $\varphi > \pi/2$ (режим АГ), т. е. всегда потребляется асинхронной машиной из сети и обеспечивает создание вращающегося магнитного потока.

Рабочие точки АГ на круговой диаграмме (см. рис. 1.15) лежат на нижней дуге АВ основной окружности (например, точка a'). Проводя из точки a' вертикаль и фиксируя точки пересечения с линиями электрической и механической мощностей, находим отрезки $a'b$ и $a'g$, характеризующие соответственно полезную (электрическую) и подведенную (механическую) мощности АГ. Отношение $a'b/a'g$ определяет КПД генератора.

При работе совместно с мощной сетью первичное напряжение АГ и частота тока в его первичной обмотке заданы и неизменны. Поэтому для увеличения мощности, отдаваемой генератором в сеть, его привод должен обеспечить рост частоты вращения ротора и соответственно значения $|s|$.

Недостатком АГ, работающего на сеть и потребляющего из сети значительную реактивную мощность Q , является относительно низкое значение $\cos \varphi$ по сравнению, например, с синхронными генераторами.

Работа АГ на автономную нагрузку. Пусть АГ работает на активно-индуктивную нагрузку с сопротивлением $Z_n = R_n + jX_n$. В данном случае реактивная мощность, необходимая для создания изменяющегося во времени магнитного поля, не может забираться из сети, а должна вырабатываться специальным источником. Обычно им является батарея конденсаторов с фазной емкостью C , включаемых параллельно с Z_n (рис. 7.4, а).

Схема замещения АГ с автономной нагрузкой (рис. 7.4, б) отличается от обычной схемы замещения асинхронной машины (см. рис. 1.13, а) тем, что входные зажимы машины подключаются не к сети, а к нагрузке Z_n и емкостному сопротивлению $X_c = 1/(\omega C)$.

Для удобства анализа объединим Z_H и X_C в одну внешнюю ветвь с активным $R_{вн}$ и реактивным $X_{вн}$ сопротивлениями:

$$R_{вн} = R_H + X_C^2 [R_H^2 + (X_H - X_C)^2], \quad (7.2)$$

$$X_{вн} = -X_C [R_H^2 + X_H (X_H - X_C)] [R_H^2 + (X_H - X_C)^2]. \quad (7.3)$$

Преобразованная схема для случая $R_m \ll X_m$, что обычно реализуется в АГ, приведена на рис. 7.4, в. Схема замещения позволяет объяснить работу АГ на автономную нагрузку с общих физических позиций. Из рис. 7.4, в следует, что первичная цепь АГ подобна колебательному LC-контур с активным сопротивлением $R_{вн} + R_1$.

В резонансном режиме ток в этом контуре при отсутствии связи со вторичной цепью затухал бы из-за активного сопротивления. Однако в схеме имеется отрицательное активное сопротивление R'_2/s , которое может скомпенсировать положительное

сопротивление $R_{вн} + R_1$ и схема замещения превращается в идеальный LC-контур без потерь с незатухающим током. Другими словами, активная мощность, забираемая сопротивлением $R_{вн} + R_1$, компенсируется мощностью, вводимой в LC-контур из ветви с отрицательным сопротивлением R'_2/s . Термин «отрицательное сопротивление» относится к расчетному параметру схемы замещения R'_2/s . В действительности все активные сопротивления положительны, а передача мощности из вторичной цепи в первичную осуществляется за счет электромагнитного взаимодействия между статором и ротором АГ.

Самовозбуждение АГ обеспечивается за счет остаточного магнитного потока $\Phi_{ост}$ в роторе.

Рассмотрим качественно процесс самовозбуждения АГ при холостом ходе, считая $Z_H \rightarrow \infty$; $s \rightarrow 0$; $R_1, R_m \ll X_1, X_m$. В этом случае на схеме (рис. 7.4, б) остается контур, состоящий из индуктивного $X_1 + X_m$ и емкостного X_C сопротивлений. Если I_0 — ток холостого хода в контуре, то зависимость напряжения на X_C от I_0 описывается прямой линией $U_C = X_C I_0$, а зависимость напряжения на $X_1 + X_m$ от I_0 , т. е. $U_L(I_0) = (X_1 + X_m) I_0$, нелинейной кривой (рис. 7.5, а) из-за насыщения стальных сердечников и увеличения k_μ в (1.33). Вначале под действием ЭДС $E_{ост}$, наводимой $\Phi_{ост}$, в кон-

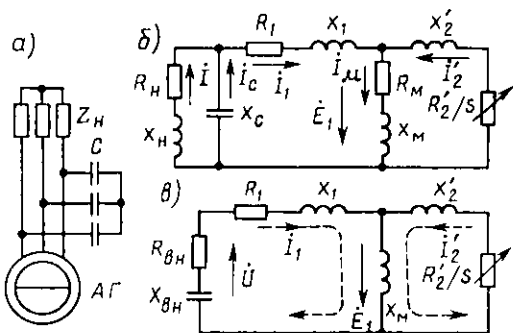


Рис. 7.4. Асинхронный генератор, работающий на автономную нагрузку (а), схема его замещения (б) и преобразованная схема замещения (в)

туре возникает ток $I_{0\text{ост}}$, который под действием избыточного напряжения $U_L - U_C$ нарастает до тех пор, пока кривые $U_C(I_0)$ и $U_L(I_0)$ не пересекутся в точке A , соответствующей устойчивому режиму. Процесс нарастания I_0 можно пояснить с помощью векторной диаграммы (рис. 7.5, б). Под действием $E_{\text{ост}}$ в первичной цепи начинает течь ток, который благодаря емкости имеет существенную емкостную составляющую I_{0c} , опережающую $E_{\text{ост}}$ на $\pi/2$. Под действием I_{0c} создается поток Φ , направленный так же, как и $\Phi_{\text{ост}}$, т. е. происходит подмагничивание машины; ЭДС E увеличивается, ток I_{0c} возрастает и так до тех пор, пока не будет достигнут установившийся режим (точка A на рис. 7.5, а). Для самовозбуждения АГ необходимо, чтобы наклон линейной части кривой $U_L(I_0)$ превышал наклон линии $U_C(I_0)$, откуда следует условие самовозбуждения:

$$X_1 + X_m > X_c. \quad (7.4)$$

В точке A имеем $X_c = X_1 + X_m$, где X_1 и X_m соответствуют частично насыщенным стальным сердечникам, откуда можно оценить значение емкости, необходимой для самовозбуждения АГ:

$$C = 1/[2\pi f (X_1 + X_m)]. \quad (7.5)$$

Строгий анализ нестационарных процессов в АГ, в том числе процессов его самовозбуждения, может проводиться в координатах α и β с использованием уравнений (1.39).

Связь между параметрами АГ можно найти из схемы замещения на рис. 7.4, в, как это предложено В. А. Балагуровым, А. А. Кеца-ри-сом и В. В. Лохниным. Считая ток I_1 контурным током в первичной цепи, а ток I_2' — контурным током во вторичной цепи, согласно методу контурных токов теории цепей запишем:

$$[R_{\text{вн}} + R_1 + j(X_{\text{вн}} + X_1 + X_m)] \dot{I}_1 + jX_m \dot{I}_2' = 0; \quad (7.6)$$

$$jX_m \dot{I}_1 + [(R_2' s) + j(X_2' + X_m)] \dot{I}_2' = 0.$$

Эта однородная система имеет ненулевое решение относительно токов I_1 и I_2' при условии:

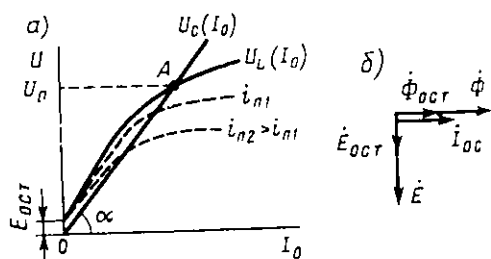


Рис. 7.5. Вольт-амперные характеристики (а) и векторная диаграмма (б), поясняющие процесс самовозбуждения асинхронного генератора

торной диаграммы (рис. 7.5, б). Под действием $E_{\text{ост}}$ в первичной цепи начинает течь ток, который благодаря емкости имеет существенную емкостную составляющую I_{0c} , опережающую $E_{\text{ост}}$ на $\pi/2$. Под действием I_{0c} создается поток Φ , направленный так же, как и $\Phi_{\text{ост}}$, т. е. происходит подмагничивание машины; ЭДС E увеличивается, ток I_{0c} возрастает и так до тех пор, пока не будет достигнут установив-

шийся режим (точка A на рис. 7.5, а). Для самовозбуждения АГ необходимо, чтобы наклон линейной части кривой $U_L(I_0)$ превышал наклон линии $U_C(I_0)$, откуда следует условие самовозбуждения:

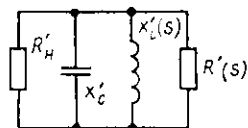


Рис. 7.6. Модификация схемы замещения асинхронного генератора

$$\det \begin{vmatrix} R_{\text{нн}} + R_1 + j(X_{\text{нн}} + X_1 + X_{\text{м}}) & jX_{\text{м}} \\ jX_{\text{м}} & [(R'_2/s) + j(X_2 + X_{\text{м}})] \end{vmatrix} = 0,$$

откуда после разделения действительной и мнимой частей следует:

$$\left. \begin{aligned} (R'_2/s)(R_{\text{нн}} + R_1) - (X'_2 + X_{\text{м}})(X_{\text{нн}} + X_1 + X_{\text{м}}) + X_{\text{м}}^2 &= 0; \\ (R'_2/s)(X_{\text{нн}} + X_1 + X_{\text{м}}) + (R_{\text{нн}} + R_1)(X'_2 + X_{\text{м}}) &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (7.7)$$

Значит, при работе АГ с заданной частотой вращения n частота тока f в первичной цепи и соответственно s устанавливаются такими, что удовлетворяется система (7.7) и АГ устойчиво генерирует электрическую мощность в нагрузку.

Систему, аналогичную (7.7), можно получить несколько иным путем согласно подходу, развитому И. М. Постниковым и другими и обладающему хорошей физической наглядностью. Схема замещения на рис. 7.4, б с помощью несложных преобразований приводится к виду, представленному на рис. 7.6. Преобразованная схема содержит четыре параллельные ветви: две с активными R'_n и $R'(s)$ и две с реактивными X'_c и $X'_L(s)$ сопротивлениями. Для осуществления режима незатухающего резонанса токов в схеме должны выполняться условия:

$$R'_n + R'(s) = 0; \quad X'_c + X'_L(s) = 0,$$

которые и определяют соотношения между параметрами АГ при его установившейся работе.

Из проведенного анализа следует, что асинхронные генераторы допускают относительно простую параллельную работу в отличие от синхронных генераторов, требующих при параллельном включении строгой синхронизации частоты вращения. У параллельно работающих АГ частоты вращения могут различаться, при этом в общей цепи статорных обмоток создается ток такой частоты, которая соответствует резонансу в полной эквивалентной схеме, включающей помимо цепи нагрузки и конденсаторной батареи цепи объединенных статорных и роторных обмоток генераторов с соответствующими активными и реактивными сопротивлениями.

Векторная диаграмма автономного АГ показана на рис. 7.7. Приближенно считается, что ток $I_{\text{л}}$ совпадает по фазе с потоком Φ (поскольку $R_{\text{н}} \ll X_{\text{м}}$), ЭДС E_1 отстает от $I_{\text{л}}$ на $\pi/2$. Векторы токов I_2 и I_1 строятся так же, как на рис. 7.3. Напряжение на нагрузке находится по очевидному соотношению $\dot{U} = \dot{E}_1 - R_1 I_1 - jX_1 I_1$, ток в нагрузке $I = \dot{U}/Z_{\text{н}}$. Сдвиг фаз для векторов $\dot{U}$ и I в цепи нагрузки обозначается через φ , а для векторов

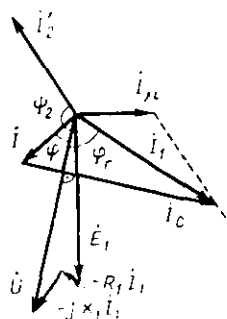


Рис. 7.7. Векторная диаграмма асинхронного генератора с автономной нагрузкой

$\dot{U}$ и I_1 на выходных зажимах АГ — через φ_r . Ток емкости $I_c = I_1 - I$, причем вектор I_c должен быть перпендикулярен $\dot{U}$. Согласно диаграмме на рис. 7.7,

$$I_c = I \sin \varphi + I_1 \sin \varphi_r.$$

Необходимое значение емкости, обеспечивающей работу АГ,

$$C = I_c / (2\pi f U).$$

Как следует из (7.7), изменение нагрузки $\underline{Z}_n = R_n + jX_n$ и соответственно параметров $R_{\text{вн}}$ и $X_{\text{вн}}$ приводит к изменению скольжения s . Физически это связано с тем, что увеличение мощности АГ должно сопровождаться усилением электромагнитного взаимодействия между цепями статора и ротора, которое определяется разницей частоты вращения магнитного поля n_1 и ротора n .

Характерные режимы АГ, обеспечивающие необходимое изменение скольжения $s = (n_1 - n)/n_1$, могут реализовываться следующим образом: 1) частота вращения ротора n поддерживается постоянной, а частота вращения поля n_1 (и соответственно частота тока в цепи статора $f = pn_1/60$) изменяется, уменьшаясь с ростом нагрузки; 2) при изменении нагрузки значение n с помощью привода изменяется таким образом, что $n_1 = \text{const}$ ($f = \text{const}$), т. е. n увеличивается линейно с ростом скольжения $n = (1 - s)n_1$, $s < 0$, а частота тока остается неизменной.

Для исследования первого режима, имеющего наибольшее практическое значение, систему (7.7) нужно записать в преобразованном виде, вводя вместо реактивных сопротивлений соответствующие индуктивности и емкость с учетом переменной частоты $\omega = 2\pi f$:

$$\begin{aligned} & -\frac{R_2'}{s} \left[R_1 + \frac{R_n}{R_n^2 \omega^2 C^2 + (\omega^2 L_n C - 1)^2} \right] - \\ & - \omega^2 \{ (L_2' + L_m) \left[L_m + L_1 - \frac{R_n^2 C + L_n (\omega^2 L_n C - 1)}{R_n^2 \omega^2 C^2 + (\omega^2 L_n C - 1)^2} \right] - L_m^2 \} = 0; \quad (7.8) \\ & \frac{R_2'}{s} \left[L_1 + L_m - \frac{R_n^2 C + L_n (\omega^2 L_n C - 1)}{R_n^2 \omega^2 C^2 + (\omega^2 L_n C - 1)^2} \right] + \\ & + (L_m + L_2') \left[R_1 + \frac{R_n}{R_n^2 \omega^2 C^2 + (\omega^2 L_n C - 1)^2} \right] = 0. \end{aligned}$$

Поскольку $s = (\omega - p\omega_p)/\omega$ (где ω_p — угловая частота вращения ротора), система (7.8) позволяет определить для заданных R_n , R_1 , R_2' , L_n , L_1 , L_2' , C , ω_p два неизвестных ω и L_m , а затем — параметры схемы замещения АГ.

В относительно мощных АГ ($S \gg 10 \text{ кВ} \cdot \text{А}$), работающих на активную нагрузку ($L_n = 0$), параметры R_1 , X_1 , X_2' , R_m существенно

меньше (обычно на порядок и более), чем R_n , R_2'/s , X_m и X_c . Поэтому для приближенного анализа можно воспользоваться упрощенной схемой замещения АГ, получаемой из схемы на рис. 7.4, б при $R_1=0$, $X_1=0$, $X_2'=0$. Она содержит идеальный колебательный контур с индуктивностью намагничивающего контура L_m и емкостью C , параллельно которому включены два активных сопротивления R_2'/s и R_n аналогично схеме на рис. 7.6. При этом система (7.8) принимает вид

$$\frac{R_2'}{sR_n} + \omega^2 L_m C = 0; \quad (7.9)$$

$$\frac{R_2'}{s} R_n^2 C (\omega^2 L_m C - 1) + L_m \left(\frac{R_2'}{s} + R_n \right) = 0,$$

и имеет решения $s = -R_2' R_n$, $\omega = 1/\sqrt{L_m C}$. Следовательно,

$$\omega = p\omega_p \left/ \left(1 + \frac{R_2'}{R_n} \right) \right., \quad L_m = 1/(\omega^2 C). \quad (7.10)$$

Таким образом, активные сопротивления в схеме замещения взаимно компенсируются, а в идеальном LC-контуре возникают незатухающие колебания с циклической частотой $\omega = 1/\sqrt{L_m C}$. При холостом ходе генератора ($R_n = \infty$) имеем $s=0$ и $\omega = p\omega_p$,

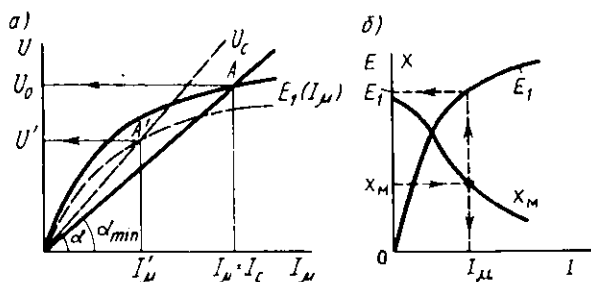


Рис. 7.8. Характеристика х.х. и напряжение на емкости (а), зависимость $X_m(I_\mu)$ (б) для АГ

т. е. частота тока соответствует механической частоте вращения ротора и является максимальной ($\omega = \omega_{\max}$). Напряжение х.х. U_0 легко найти по точке А на пересечении характеристики х.х. $E_1(I_\mu)$ и луча $U_c = I_c X_c = I_c / (\omega_{\max} C)$, проведенного под углом $\alpha_{\min} = \arctg(\omega_{\max} C)^{-1}$, причем ток емкости I_c при резонансе равен току I_μ (рис. 7.8, а). Зависимость $E_1(I_\mu) = 4k_R k_0 \omega_1 f \Phi_\delta(I_\mu)$ строится на основании предварительного расчета магнитной цепи АГ и построения магнитной характеристики $B_\delta(I_\mu)$ (или $\Phi_\delta(I_\mu)$) известными методами (для упрощения принимается $E_{\text{ост}} = 0$). Когда при

нагрузке сопротивление R_n уменьшается и $|s|$ возрастает, частота ω падает, поэтому кривая $E_1(I_n)$, построенная для $f = \omega/(2\pi)$, опускается, а луч U_c поворачивается к оси ординат, так как увеличивается угол α (пунктирные кривые $E_1(I_n)$ и $U_c(I_n)$ на рис. 7.8, а). Точка А смещается в положение А', определяемое описанным графоаналитическим способом, и напряжение U' снижается. По мере увеличения тока нагрузки намагничивающий ток I_n (резонансный ток в LC-контуре) падает (рис. 7.8, а) и соответственно возрастает $|\cos \varphi_r|$ (см. рис. 7.7). Очевидно, что в точке А' степень насыщения сердечника статора уменьшается и L_m увеличивается, чему соответствует снижение резонансной частоты тока ($1/\sqrt{L_m C}$). При некотором критическом сопротивлении нагрузки $R_n = R_{кр}$ луч U_c практически совпадает с линейным участком ха-

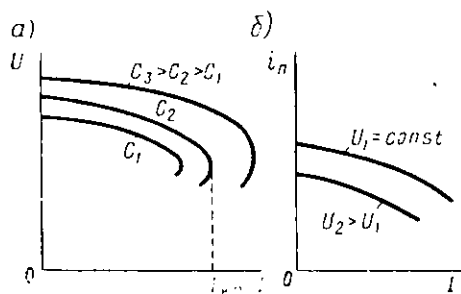


Рис. 7.9. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики асинхронного генератора

рактеристики х.х. $E_1(I_n)$, напряжение быстро снижается и работа АГ становится неустойчивой, так как точка А' пересечения кривых плохо фиксирована и резко перемещается при небольших изменениях тока. Если АГ работает на активно-индуктивную нагрузку, характер процессов будет примерно таким же, но для получения требуемого напряжения емкость C должна быть увеличена, чтобы скомпенсировать реактивную энергию, потребляемую нагрузкой. Роль внутренних падений напряжения ($R_1 I_1$, $X_1 I_1$ и др.) проявляется тем заметнее, чем меньше мощность АГ. Как видно из векторной диаграммы на рис. 7.7, из-за емкостного характера тока эти падения могут приводить к росту U по сравнению с E_1 в рабочих режимах.

Для рассматриваемой упрощенной модели АГ можно легко построить внешние характеристики $U(I)$ генератора с помощью графоаналитического метода. Задаваясь рядом значений R_n , для каждого из них находим ω и строим зависимости $E_1(I_n)$ и $U_c(I_n)$, точка пересечения которых позволяет найти напряжение $U \approx E_1$ и соответственно ток нагрузки $I = U/R_n$. Типичный вид внешних характеристик АГ показан на рис. 7.9. Вначале с ростом тока напряжение изменяется незначительно, потом более резко, а после достижения критического значения тока $I_{кр}$, соответствующего $R_n = R_{н кр}$, происходит опрокидывание характеристики, сопровождаемое, как правило, неустойчивой работой генератора. Кривые $U(I)$ располагаются тем выше, чем больше емкость C . Изменение напряжения с ростом тока качественно происходит

примерно так же, как в генераторе постоянного тока с параллельным возбуждением. Нормальной работе АГ обычно соответствует начальный линейный участок кривой $U(I)$. Ток короткого замыкания у АГ относительно мал.

При сделанных допущениях ($R_1=0$, $X_1=0$, $X_2'=0$, $L_n=0$) внешние характеристики генератора могут быть описаны аналитическими выражениями, если аппроксимировать его магнитную характеристику $B_\delta(I_\mu)$, например, известной формулой Фрелиха $B_\delta=I_\mu/(a+bI_\mu)$. Тогда ЭДС (напряжение) $E_1 \approx U = k\omega B_\delta$, где $k=\sqrt{2}k_0\omega r l/\pi$. С другой стороны, $U=I_\mu X_C=I_\mu/(\omega C)$, откуда следует $I_\mu=(k\omega^2 C - a)/b$. Ток нагрузки $I=U/R_n=k\omega^2(C-a)/(b\omega C R_n)$. С учетом $\omega=p\omega_p/(1+R_2'/R_n)$, где $\omega_p=\pi n/30$, получим

$$I = \frac{k p^2 \omega_p^2 C - a \left(1 + \frac{R_2'}{R_n}\right)^2}{(R_n + R_2') b p \omega_p C}. \quad (7.11)$$

Формула (7.11) с учетом $U=IR_n$ дает аналитическое представление внешней характеристики АГ, которая строится для ряда задаваемых значений R_n . Полученные формулы относятся к достаточно мощным АГ, работающим при невысоких скольжениях ($|s| < 0,1$). Из (7.11) следует, что при уменьшении R_n ток нагрузки I сначала возрастает, а затем начинает падать (при $R_n \ll R_{кр}$).

Используя зависимость ω от R_n , можно выразить I через ω и найти $I_{кр}$ из условия $dI/d\omega=0$, приводящего к кубическому уравнению $kC\omega^3_{кр} + a\omega_{кр} - 2ap\omega_p = 0$, где $\omega_{кр}$ соответствует $R_{н\ кр}$. Значение $\omega_{кр}$ находится по формуле Кардана.

Изменение частоты тока в АГ, работающем с $n=\text{const}$, при изменении нагрузки является недостатком, ограничивающим его применение. Для стабилизации частоты в этом случае может использоваться метод подгрузки АГ, когда параллельно с основным нагрузочным сопротивлением $Z_{осн}$ включается дополнительное регулируемое сопротивление $Z_{рег}$. При изменении $Z_{осн}$ система регулирования меняет $Z_{рег}$ таким образом, что суммарное сопротивление нагрузки Z_n в схеме замещения остается постоянным и параметры АГ не меняются. Этот способ используется в установках кратковременного действия. Его недостаток — ухудшенные энергетические показатели АГ из-за потерь в $Z_{рег}$.

Некоторое улучшение регулировочных характеристик АГ с подгрузкой обеспечивается в каскадном АГ, состоящем из двух асинхронных машин на одном валу, у которых роторные обмотки замкнуты друг на друга с перекрещиванием фаз (инверсные обмотки), а статорные обмотки включены одна на $Z_{осн}$, а другая — на $Z_{рег}$ (см. § 7.6).

Режим работы АГ с переменной частотой вращения позволяет обеспечить постоянство частоты тока в нагрузке ($n=\text{var}$, $n_1=$

$=\text{const}$, $f=\text{const}$). Такой режим, однако, требует усложненного регулируемого привода, а быстродействие регулирования получается невысоким из-за больших кинетических моментов ротора АГ и привода. Построение внешних характеристик в этом случае может проводиться по методу проф. В. А. Балагурова следующим образом. Для заданных параметров $X_{\text{вн}}$, $R_{\text{вн}}$, X_1 , R_1 , X_2' , R_2' из системы (7.7) находятся s и X_m , выражаемые в явном виде

$$s = R_2' c_j [ab + (a + b) X_m];$$

$$X_m = [- (a^2 + c^2 + 2ab) - \sqrt{(a^2 + c^2)^2 - 4b^2 c^2}] / [2(a + b)],$$

где $a = X_{\text{вн}} + X_1$, $b = X_2'$, $c = R_{\text{вн}} + R_1$.

По значению s находится частота вращения ротора n при заданной частоте тока в нагрузке. Затем строятся характеристика х. х. $E_1(I_m)$ и зависимость $X_m(I_m) = E_1/I_m$ (рис. 7.8, б). Параметр X_m приближенно равен главному индуктивному сопротивлению X_1 , определяемому (1.33) при соответствующем коэффициенте k_m , учитывающем насыщение сердечников. По X_m графическим способом находятся E_1 и I_m , после чего строится векторная диаграмма и определяются значения U , I , I_1 , I_c . Эта процедура повторяется для ряда значений R_n и X_n с сохранением $\cos \varphi = R_n / \sqrt{R_n^2 + X_n^2} = \text{const}$, после чего строится внешняя характеристика генератора $U(I)$.

Регулирование и стабилизация выходного напряжения АГ могут осуществляться несколькими способами. Один из путей решения этой задачи связан с использованием регулируемых емкостей для возбуждения АГ, что позволяет изменять угол наклона $\alpha = \arctg(\omega C)^{-1}$ луча $U_c(I_0)$ (рис. 7.5), смещать точку A и изменять напряжение х. х. U_0 . Когда угол α близок к углу наклона линейной части кривой $U_L(I_0)$, регулирование напряжения таким способом становится неустойчивым, так как точка A пересечения кривых с близкими углами наклона плохо фиксирована.

В качестве регулируемой емкости могут использоваться вариконды (см. § 2.9).

Более эффективен способ регулирования и стабилизации напряжения АГ путем подмагничивания стальных сердечников аналогично тому, как это делается в машинах с постоянными магнитами, содержащих на статоре дополнительную тороидальную подмагничивающую обмотку ПО (см. рис. 2.30, б). При изменении постоянного тока подмагничивания i_n меняется степень насыщения сердечника статора и соответственно положение кривой $U_L(I_0)$ (см. рис. 7.5, а), как показано пунктиром. Это приводит к изменению положения точки A , т. е. напряжения холостого хода и рабочего напряжения АГ. Обычно ток i_n максимален при холостом ходе и уменьшается с ростом тока нагрузки I , как следует

из регулировочной характеристики АГ (см. рис. 7.9, б). Следует заметить, что при прочих равных условиях требуемая мощность ПО (мощность регулирования) в АГ значительно меньше, чем у генераторов с постоянными магнитами.

Для регулирования степени насыщения стальных сердечников не только статора, но и ротора АГ может применяться ПО, активная сторона которой размещена в полом валу, как и у генераторов с постоянными магнитами (см. рис. 2.31). Требуемая МДС подмагничивания в этом случае уменьшается, а быстродействие регулирования увеличивается по сравнению со случаем, когда используется торoidalная ПО на сердечнике статора. Однако конструкция АГ с ПО в полом валу усложняется.

Удельная масса АГ, предназначенного для работы с автономной нагрузкой, должна учитывать массу как собственно генератора, так и конденсаторной батареи. Для возбуждения АГ и компенсации индуктивного коэффициента мощности нагрузки полная реактивная мощность батареи

$$Q = P_n (\operatorname{tg} \varphi_r + \operatorname{tg} \varphi), \quad (7.12)$$

где P_n — активная мощность нагрузки; φ_r и φ показаны на рис. 7.7.

Значение реактивной мощности, затрачиваемой на создание магнитного поля, можно оценить следующим образом. Если задана амплитуда B_m индукции в зазоре, то соответствующая удельная энергия магнитного поля $w_m = [1/(2\mu_0)] B_m^2$.

Для полного объема зазора V_δ реактивная мощность приблизительно будет

$$Q \approx \omega W_m = 2\pi f W_m = (\pi f \mu_0) B_m^2 V_\delta. \quad (7.13)$$

Формула (7.13) не учитывает реактивной мощности, затрачиваемой на создание поля в стальных сердечниках, которая будет мала при ненасыщенной стали. Для АГ мощностью порядка нескольких киловатт грубо можно считать $Q \approx P_n$.

Используемые обычно для возбуждения АГ конденсаторы (например, типа К75-10) имеют удельную массу $m^*_{\text{с}} \approx 0,4 \dots 0,8$ кг/(кВ·А), причем минимальные $m^*_{\text{с}}$ реализуются при частотах $f \approx 1000 \dots 3000$ Гц. Удельная масса собственно генератора при мощностях от сотен ватт до нескольких киловатт и $n \geq 12000$ об/мин составляет $m^* \approx 1$ кг/кВт. Таким образом, полная удельная масса АГ имеет порядок $m^* = 1,5 \dots 2$ кг/кВт, т. е. примерно такая же, как у БСГ с когтеобразными полюсами.

Если АГ работает на активно-емкостную нагрузку, то отдельная батарея конденсаторов для возбуждения генератора при определенных условиях может отсутствовать, что позволяет заметно улучшить массогабаритные показатели установок с АГ.

Для создания реактивной мощности, обеспечивающей возбуждение АГ, вместо конденсаторов могут использоваться управляемые полупроводниковые преобразователи. Пусть, например, обмотки фаз А, В, С генератора подключены к управляемому выпрямителю и нагрузке (см. рис. 5.3, б). Если с помощью схемы управления включать вентили не с отставанием, а с опережением относительно момента пересечения кривых фазных ЭДС коммутирующих вентилях (т. е. обеспечить $\alpha < 0$ по сравнению с режимом, которому соответствует рис. 5.6, б), то при условии сохранения длительности периода включения вентиля (путем искусственной коммутации) ток в каждой фазе сдвинется вперед по отношению к фазной ЭДС.

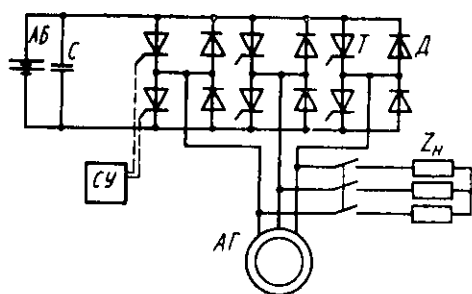


Рис. 7.10. Схема асинхронного генератора с инвертором

Для его первой гармоники, очевидно, $\cos \varphi < 1$ ($\varphi < 0$), т. е. возникает тот же эффект, что и при использовании конденсаторов: за счет опережающего тока создается реактивная мощность, необходимая для возбуждения АГ. Такие вентильные АГ обладают хорошими массогабаритными показателями и регулировочными качествами, однако их электрическая

схема усложняется из-за необходимости обеспечить искусственную коммутацию вентилях (их отключения при прямом напряжении фазных ЭДС).

Другая возможность возбуждения АГ — подключение его стартовой обмотки к инвертору с соответствующим углом $\beta < 0$ и реактивной мощностью $Q \approx mUI \sin(\beta - 0,5\gamma)$. Одна из схем такого АГ с трехфазным мостовым инвертором на тиристорах Т, питаемым от аккумуляторной батареи АБ, приведена на рис. 7.10. Возможен режим без АБ, когда энергия, необходимая для работы инвертора, непрерывно запасается в емкости С, заряжаемой через диоды Д. Такая емкость будет существенно меньше, чем емкость трехфазной батареи самовозбуждения АГ, подключаемой параллельно нагрузке (см. рис. 7.4), однако электрическая схема АГ при этом усложняется.

Асинхронные генераторы находят ограниченное применение в качестве относительно маломощных источников тока в автономных энергоустановках. Обычно они выполняются как стартер-генераторы. При некоторых условиях возможна работа в режиме АГ мощных турбогенераторов. Перспективы совершенствования АГ и их более широкого внедрения связаны с проводимой в настоящее время разработкой высокоэффективных легких конденсаторов.

§ 7.4. Асинхронные машины с жидкометаллическим рабочим телом

Физические процессы в асинхронной машине (АМ) с жидкометаллическим рабочим телом аналогичны процессам в классических АМ. Их особенности связаны с тем, что вторичной цепью машины является не обмотка, состоящая из твердых дискретных проводников, а сплошная проводящая среда — жидкий металл. Несмотря на то что последний контактирует с металлическими стенками канала, подобные АМ могут быть условно отнесены к бесконтактным машинам, поскольку в них отсутствуют щеточные контакты и связанные с этим недостатки (см. § 1.1).

Поскольку жидкий металл в отличие от твердого ротора обычной АМ имеет значительно более многообразные формы движения, АМ с жидкометаллическим рабочим телом выполняются в различных конструктивных вариантах.

Линейная АМ с жидкометаллическим рабочим телом. Рассмотрим процессы в канале линейной асинхронной машины со сплошной средой. К каналу (рис. 7.11, а) примыкает обычная распределенная трехфазная (или многофазная) обмотка с током I_1 , создающая синусоидальную волну магнитной индукции B_y , бегущую со скоростью v_1 . Будем считать, что сверху и снизу (по оси y) к каналу примыкают ненасыщенные стальные сердечники, а боковые (по оси z) стенки канала — непроводящие. Пусть скорость рабочей среды v меньше v_1 . Тогда в системе координат, связанной с магнитным потоком, каждый элемент среды движется влево, и в нем наводятся ЭДС и токи плотностью j , направление которых находится по правилу правой руки. Эти токи образуют замкнутые вихревые линии, показанные пунктиром на рис. 7.11, б, которые перемещаются вслед за волной индукции. Поперечные составляющие тока j_z , взаимодействуя с B_y , согласно правилу левой руки создают удельную объемную силу $f_x = j_z B_y$, стремящуюся ускорить рабочую среду в направлении движения волны магнитного поля (вдоль x). Эти процессы лежат в основе принципа действия асинхронного насоса. Относительное

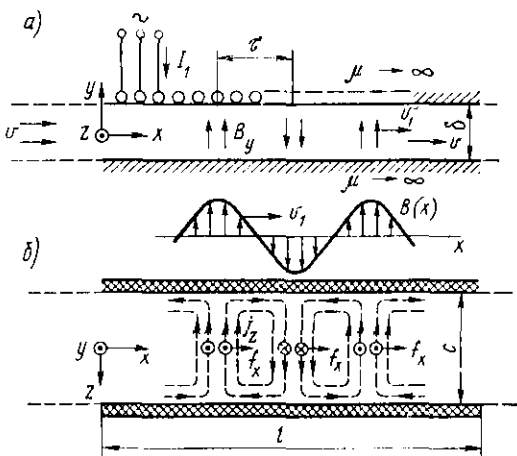


Рис. 7.11. Канал линейной асинхронной машины со сплошной средой

движение среды и волны поля, как и в обычных АМ, удобно характеризовать скольжением, под которым будем понимать отношение $s = (v_1 - v)/v_1$. Очевидно, в насосном режиме канала $s > 0$.

Если среду в канале заставить двигаться так, что $v > v_1$, то $s < 0$, электромагнитные силы будут тормозить рабочую среду, а затрачиваемая на их преодоление механическая энергия частично преобразуется в электроэнергию, которая поступает в нагрузки, соединенные с первичной обмоткой. Машина работает в генераторном режиме. Когда среда движется против поля ($1 < s < \infty$), устройство работает в режиме электромагнитного дросселя, аналогичном режиму электромагнитного тормоза (см. § 1.2).

Хотя подобие процессов в АМ с жидкометаллическим рабочим телом и в АМ с короткозамкнутой обмоткой на роторе очевидно, непосредственное применение хорошо развитой классической теории АМ к изучению взаимодействия сплошной среды с бегущим магнитным потоком в ряде случаев наталкивается на определенные трудности. Последние связаны в основном со сложностью представления вторичной цепи АМ в виде электрической схемы с сосредоточенными эквивалентными параметрами, поскольку в действительности вторичная цепь имеет распределенные параметры, изменяющиеся от точки к точке в рабочем зазоре, и такие понятия, как R_2' , X_2' , I_2' и др. (см. § 7.2), приобретают условный характер. Поэтому детальный анализ процессов во вторичной цепи требует в общем случае решения дифференциальных уравнений электродинамики и гидродинамики, описывающих процессы в любой точке рабочего зазора. В свою очередь, строгое решение этих уравнений с частными производными для реальных моделей — сложная математическая задача.

При инженерных исследованиях АМ со сплошной средой часто комбинируют оба подхода: сначала получают упрощенные решения исходных дифференциальных уравнений, а затем с учетом полученных решений вводят некоторые условные интегральные параметры вторичной цепи (R_2' , X_2' и т. п.) и анализируют АМ с помощью классической теории со схемами замещения, векторными диаграммами и т. п.

Проведем упрощенный анализ электродинамических процессов в активной зоне АМ с жидкометаллическим рабочим телом, используя непосредственно уравнения Максвелла:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j}; \quad (7.14)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B}' / \partial t \quad (7.15)$$

и закон Ома

$$\mathbf{j} = \sigma (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}), \quad (7.16)$$

где $\mathbf{H}$, $\mathbf{B}$ — магнитная напряженность и индукция; $\mathbf{j}$ — плотность тока; σ — удельная электропроводность среды; $\mathbf{E}$ — электрическая

напряженность; v — скорость среды в фиксированной системе координат, которая предполагается связанной с индуктором.

Можно связать систему координат с движущейся средой. Тогда (7.16) упрощается, поскольку $v=0$, однако в движущейся системе координат сложнее учитывать процессы в индукторе.

Введем предварительно магнитное число Рейнольдса

$$Rm = \mu_0 \sigma (v_1 - v) \tau / \pi = \mu_0 \sigma v_1 \tau / \pi, \quad (7.17)$$

где τ — полюсное деление (рис. 7.11).

Безразмерный параметр Rm характеризует роль магнитного поля, созданного токами во вторичной цепи (рабочей среде).

Рассмотрим идеализированную модель канала, считая векторы v , B , j , E однокомпонентными, т. е. полагая $v(v, 0, 0)$; $B(0, B, 0)$; $j(0, 0, j)$; $E(0, 0, E)$. В этих обозначениях величины в скобках соответствуют проекциям вектора на оси x , y , z (рис. 7.11). Таким образом, в каждом векторе выделяем наиболее существенную составляющую, а остальными составляющими пренебрегаем. При этом считаем, что $v = \text{const}$, а B , j и E зависят только от координаты x , т. е. задача рассматривается в одномерном приближении.

Правомерность принятых допущений подтверждается следующими соображениями. Скорость металла v в основной части канала с постоянной площадью поперечного сечения направлена по оси x и заметно меняется лишь вблизи стенок в относительно тонком пограничном слое. Выделение в индукции B только поперечной y -составляющей основано на том, что линии индукции B перпендикулярны стенкам с $\mu \gg \mu_0$, а их искривление в центральной части канала при умеренных значениях Rm не является существенным. В действительности всегда имеется продольная составляющая индукции B_x , которая, в частности, определяет потоки рассеяния первичной и вторичной цепей. Допущение $B(0, B, 0)$, таким образом, означает, что рассматривается только основной поток взаимной индукции между индуктором и рабочим телом, а потоки рассеяния не учитываются.

Допущение $j(0, 0, j)$ учитывает только рабочие поперечные составляющие токов в жидком металле (j_z), создающие ускоряющую или тормозящую силу. Компоненты j_x (рис. 7.11) снижаются за счет размещения на боковых стенках высокопроводящих шин для борьбы с поперечным краевым эффектом, как это поясняется ниже.

Наличие у вектора E только составляющей E_z вытекает из (7.16) с учетом сделанных допущений. Следует иметь в виду, что действительные величины B , j , E имеют сложное пространственное распределение, поэтому проводимый анализ не является строгим и служит лишь для выявления основных физических закономерностей в АМ со сплошной средой.

Полная магнитная индукция B , очевидно, складывается из индукции внешнего поля B_e , созданного индуктором, и индукции собственного поля B_i от токов в канале, т. е. $B = B_e + B_i$.

Осредненное по зазору (вдоль y) поле B_e имеет вид бегущей волны: $B_e = B_{\max} \sin(\omega t - kx)$, где $\omega = 2\pi f$ — циклическая частота питающей сети; $k = \pi/\tau = \omega/v_1$ — волновое число.

Физически ясно, что для линейной модели все электромагнитные величины в канале, связанные с B_e , также имеют структуру бегущих волн с некоторыми фазами ψ по отношению к B_e : $E = E_{\max} \sin(\omega t - kx + \psi_E)$, $j = j_{\max} \sin(\omega t - kx + \psi_j)$ и т. д. С учетом формулы Эйлера $e^{i\alpha} = \cos \alpha + i \sin \alpha$ любую такую величину (ξ) можно представить как

$$\xi = \text{Im} [\xi_{\max} e^{i(\omega t - kx + \psi_\xi)}] = \text{Im} [\xi e^{i(\omega t - kx)}], \quad (7.18)$$

где Im означает мнимую часть комплексной переменной; $\dot{\xi} = \xi_{\max} e^{i\psi_\xi}$ — комплексная амплитуда, которая является постоянной во всем канале.

Вместо того чтобы оперировать с мнимыми частями комплексов, удобнее при анализе иметь дело с самими комплексами и переходить к тригонометрическим величинам лишь после получения окончательных результатов.

Итак, для любой электромагнитной величины имеем $\xi = \dot{\xi} e^{i(\omega t - kx)}$, $\dot{\xi} = \text{const}$. Соответственно

$$\partial \xi / \partial t = i\omega \xi; \quad \partial \xi / \partial x = -ik \xi, \quad (7.19)$$

т. е. операции дифференцирования заменяются множителями, как в известном символическом методе, используемом в электротехнике. Множитель $e^{i(\omega t - kx)}$ является общим для всех электромагнитных величин и сокращается в уравнениях, которые, таким образом, записываются только для комплексных амплитуд с учетом (7.19).

Найдем магнитное поле B_i от токов j в канале, используя первое уравнение Максвелла, которое дает связь между током и создаваемым им магнитным полем. Имеем $\text{rot } \mathbf{B}_i = \mu_0 \mathbf{j}$ или в одномерном приближении $\partial B_i / \partial x = \mu_0 j$. С учетом (7.19)

$$-ik \dot{B}_i = \mu_0 \dot{j}; \quad \dot{j} = -ik \dot{B}_i / \mu_0. \quad (7.20)$$

Второе уравнение Максвелла (7.15) в одномерном приближении имеет вид $\partial E / \partial x = \partial B / \partial t$ или с учетом (7.19)

$$-ik \dot{E} = i\omega \dot{B}; \quad \dot{E} = -(\omega/k) \dot{B} = -v_1 \dot{B}. \quad (7.21)$$

Из закона Ома (7.16) имеем

$$\dot{j} = \sigma (\dot{E} + v \dot{B}) = -\sigma (v_1 - v) \dot{B} = -\sigma v_1 \dot{B}. \quad (7.22)$$

Приравнявая (7.20) и (7.22), получаем

$$\dot{B}_i / \dot{B} = -iRm. \quad (7.23)$$

Из (7.23) следует, что параметр R_m , как и отмечалось при его введении, характеризует относительную роль магнитного поля от токов во вторичной цепи по сравнению с полным магнитным полем, т. е. $R_m = |\dot{B}_i|/|\dot{B}|$.

Пусть машина работает от сети большой мощности, а активное сопротивление обмотки пренебрежимо мало. Комплексная амплитуда напряжения сети постоянна и создаваемая им сторонняя напряженность в обмотке от сети $\dot{E}_c$ должна уравниваться напряженностью $\dot{E} = -v_1 \dot{B}$, наводимой в обмотке, согласно (7.21), изменяющимся магнитным полем. Так как $\dot{E}_c = \text{const}$, то и $\dot{E} = \text{const}$, откуда $\dot{B} = \text{const}$. Выберем фазу полного поля нулевой, т. е. будем считать $\dot{B} = B_{\max} = \text{const}$.

Определим энергетические показатели канала. Известно, что удельная активная электрическая мощность, поступающая в единичный объем среды из внешней цепи, $p_{эл} = jE$. После усреднения во времени для синусоидально изменяющихся величин имеем

$$p_{эл} = 0,5 \operatorname{Re} (j^* \dot{E}), \quad (7.24)$$

где j^* — комплексная сопряженная амплитуда плотности тока; Re — означает действительную часть. Подставляя в (7.24) формулы (7.22) и (7.21), получим

$$p_{эл} = 0,5 \sigma v_1^2 B_{\max}^2 s. \quad (7.25)$$

Для единичного объема среды можно найти действующую на него удельную электромагнитную силу, которая в общем виде выражается формулой $f = j \times B$. Переходя к комплексным амплитудам и усредняя f во времени, получим с учетом (7.22) и знаков ($f < 0$ при $j > 0$, $B > 0$) для $f_x = f$:

$$f = -0,5 \operatorname{Re} (j^* \dot{B}) = 0,5 \sigma v_1 s B_{\max}^2. \quad (7.26)$$

Эта сила при пренебрежении трением компенсируется градиентом давления в канале, т. е. $dp/dx = 0,5 \sigma v_1 s B_{\max}^2$. Полный перепад давления в канале

$$\Delta p = (dp/dx) l = 0,5 \sigma v_1 s B_{\max}^2 l, \quad (7.27)$$

где l — длина активной части канала.

Из соотношения (7.25) следует, что активная электрическая мощность потребляется каналом при $s > 0$ ($p_{эл} > 0$), т. е. при его работе в режиме насоса и извлекается из канала при $s < 0$ ($p_{эл} < 0$), т. е. в генераторном режиме работы. Аналогичным образом, согласно (7.27), изменяется знак перепада давления на канале: при $s > 0$ имеем $\Delta p > 0$, т. е. давление нарастает в канале, создавая напор, перемещающий рабочую среду (насосный режим), а при $s < 0$ имеем $\Delta p < 0$, т. е. создаваемый перепад давления препятствует движению среды (генераторный режим).

Линейная зависимость $p_{эл}$ и Δp от s в формулах (7.25) и (7.27) соответствует принятым допущениям о пренебрежении активным сопротивлением обмотки и индуктивными сопротивлениями рассеяния первичной и вторичной цепей. Напомним, что, как следует из (1.36), при аналогичных допущениях зависимость $M_{эм}(s)$ для обычной АМ также носит линейный характер. Полученные закономерности верны при малых s и соответственно Rm . По мере увеличения s сильнее сказывается неоднородность магнитного поля в за-

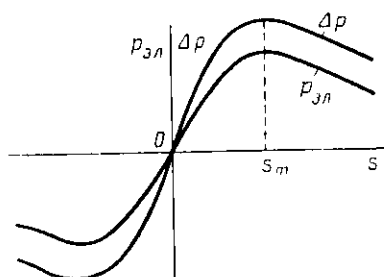


Рис. 7.12. Зависимости удельной электрической мощности и перепада давления от скользящего для АМ со сплошной средой

$M_{эм}(s)$ для асинхронной машины (см. рис. 1.14).

Поскольку все процессы в канале описываются локальными величинами, эффективность преобразования энергии будем оценивать также локальным электрическим КПД $\eta_{эл}$, определяющим соотношение между $p_{эл}$ и удельной мощностью электромагнитных сил $p_{эм} = v(j \times B)$, которая в данном случае с учетом (7.26) и (7.27) есть $v|dp/dx|$. Для насосного режима, когда полезной мощностью является $p_{эм}$, а затрачиваемой — $p_{эл}$, с учетом (7.25)...(7.27) имеем

$$\eta_{эл}'' = p_{эм}' / p_{эл} = 1 - s; \quad (7.28)$$

для генераторного режима наоборот:

$$\eta_{эл}' = p_{эл} / p_{эм} = 1 / (1 - s). \quad (7.29)$$

Важная характеристика канала — коэффициент мощности $\cos \varphi$, приближенно определяемый значением Rm (см. § 7.7):

$$\cos \varphi \approx Rm / \sqrt{1 + Rm^2}. \quad (7.30)$$

Из (7.30) следует, что $\cos \varphi$ машины тем выше, чем больше проводимость среды σ и значение Rm . Поэтому работа АМ при слабопроводящих рабочих телах (например, ионизированных газах) нерациональна. Для АМ на жидких металлах параметр Rm существен и $\cos \varphi$ достаточно высок, однако ниже $\cos \varphi$ для АМ с

короткозамкнутой обмоткой. Последнее объясняется тем, что немагнитный зазор δ в АМ с жидкометаллическим рабочим телом, как правило, существенно больше, чем в обычных АМ. Поэтому требуются большие реактивные мощности для создания магнитного поля в зазоре [см. (7.13)].

На характеристики АМ с жидкометаллическим рабочим телом большое влияние могут оказывать стенки канала, отделяющие герметичную полость канала от индуктора и внешнего пространства. Если стенки изоляционные и каждая имеет толщину $\delta_{ст}$ (вдоль y), как показано на рис. 7.13, а, то их влияние сводится к сокращению полезного объема канала, где протекают процессы преобразования

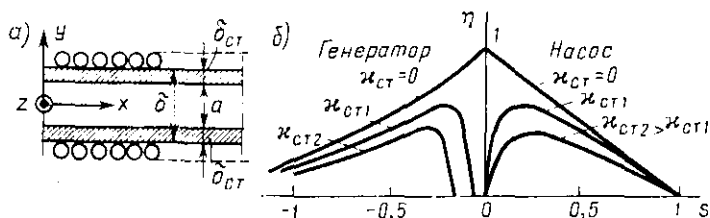


Рис. 7.13. Канал АМ со стенками конечной толщины (а) и зависимость локального КПД от скольжения при различной толщине стенок (б)

энергии. В рамках используемой одномерной теории сужение канала приводит к линейному уменьшению токов в рабочем теле и создаваемого ими магнитного поля B_i . Соответственно линейно должен уменьшаться и параметр Rm , характеризующий роль B_i . Таким образом, эффективное значение магнитного числа Рейнольдса

$$Rm_{эф} = Rm(a, \delta), \quad (7.31)$$

где $a = \delta - 2\delta_{ст}$.

Если стенки проводящие, что обычно имеет место, то их влияние на характеристики машины усилится, так как за счет бегущего магнитного потока в стенках наводятся ЭДС и токи, которые приводят к дополнительному искажению полного магнитного поля. Такие стенки являются проводящими неподвижными слоями, для которых $v=0$, $s=1$, и, согласно (7.17) и (7.31), эффективное магнитное число Рейнольдса

$$Rm_{ст} = \mu_0 \sigma_{ст} v_f (\tau/\pi) (2\delta_{ст} \delta). \quad (7.32)$$

Так как магнитные поля от токов в рабочем теле и стенках канала складываются линейно и их фазы мало отличаются, роль индуцированного магнитного поля (вторичного поля) в целом может характеризоваться параметром:

$$Rm' = Rm_{эф} + Rm_{ст} = \mu_0 v s \frac{\tau}{\pi} \frac{a}{\delta} \sigma \left(1 + \frac{\kappa_{ст}}{s} \right); \quad (7.33)$$

$$\kappa_{ст} = 2\sigma_{ст} \delta_{ст} / (\sigma a). \quad (7.34)$$

Присутствие стенок, таким образом, во-первых, уменьшает характерную толщину канала в отношении a/δ и, во-вторых, изменяет эффективную удельную проводимость рабочего тела

$$\sigma' = \sigma(1 + \kappa_{ст}/s). \quad (7.35)$$

С учетом (7.31)...(7.35) уточненные значения КПД будут: в насосном режиме

$$\eta_{н,эл} = (1 - s)/(1 + \kappa_{ст}/s); \quad (7.36)$$

в генераторном режиме

$$\eta_{г,эл} = (1 + \kappa_{ст}/s)/(1 - s). \quad (7.37)$$

Зависимости $\eta_{эл}$ от s приведены на рис. 7.13, б.

В генераторном режиме при малых отрицательных s имеется зона с $\eta = 0$. Это означает, что генерируемая активная мощность при малых $|s|$ тратится на потери в стенках. Как в генераторном, так и в двигательном режимах КПД снижается с ростом $\kappa_{ст}$, достигая максимума при некотором оптимальном значении s .

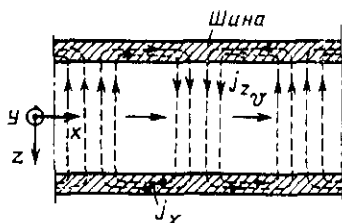


Рис. 7.14. Расположение высокопроводящих шин в АМ со сплошной средой для борьбы с поперечным краевым эффектом

Краевые эффекты. Обычно в АМ с жидкометаллическим рабочим телом заметно проявляются краевые эффекты — поперечный, продольный и поверхностный, которые сильно ухудшают эффективность преобразования энергии и требуют специальных мер для ослабления своего действия.

Поперечный краевой эффект связан с наличием у токовых линий (см. пункт на рис. 7.11) продольных составляющих j_x , вызывающих дополнительные потери и создающих бесполезные поперечные силы $f_z = j_x B_y$. Кроме того, поперечный краевой эффект увеличивает индуктивное сопротивление рассеяния вторичной цепи АМ. Для уменьшения j_x на боковых стенках канала укладываются металлические шины, удельная проводимость которых намного выше, чем у металла в канале. Благодаря этому токи j_x замыкаются в основном по шинам (рис. 7.14) и действие поперечного краевого эффекта существенно снижается.

Продольный краевой эффект связан с конечной длиной индуктора в направлении движения волны индукции, из-за чего в канале появляются пульсирующие магнитные потоки, создающие вихревые токи и дополнительные потери. Рассмотрим, в частности, канал с индуктором, длина которого равна длине волны поля B . В момент времени t_1 магнитная индукция в центре канала направлена сверху вниз, а в концевых зонах — снизу вверх (рис. 7.15, а). Торцовые поверхности T_1 , T_2 сердечника индуктора

снизу от канала имеют северную полярность, а поверхности T_3 и T_4 сверху от канала — южную. Поэтому на торцах сердечника возникают шунтирующие потоки рассеяния Φ' . Они замыкаются через зазор в рабочей зоне канала и смещают всю кривую поля в канале вниз (штриховые линии на рисунке) по сравнению с кривой B_e для бесконечного канала на значение B' . Через половину периода в момент t_2 (рис. 7.15, б) картина поля в канале будет обратной. Потоки Φ' , замыкаясь через рабочую зону, смещают кривую $B(x)$ вверх от оси. Еще через половину периода повторяется картина, соответствующая t_1 , и т. д. При ненасыщенных сердечниках индукция в зазоре $B = B_{\max} \sin(\omega t - kx) - (-1)^p B'_{\max} \sin \omega t$, где p — число пар полюсов индуктора.

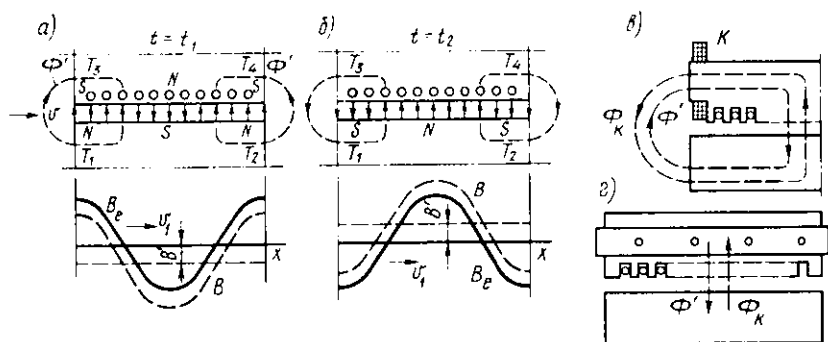


Рис. 7.15. Продольный краевой эффект в АМ со сплошной средой (а, б) и способы его компенсации (в, г)

Таким образом, из-за конечной длины сердечника индуктора на его концах возникают шунтирующие потоки, создающие пульсирующее поле в рабочей части канала и подводящих магистралях. Это приводит к снижению КПД и $\cos \varphi$ АМ.

Физически очевидно, что пульсирующая индукция B' в канале при неизменных Φ' будет тем меньше, чем длиннее канал, поэтому в длинных каналах продольный краевой эффект играет относительно небольшую роль. В коротких каналах этот эффект значителен и требуются специальные меры для его подавления. Одна из них — размещение в концевых зонах специальных компенсирующих катушек K (рис. 7.15, в). Токи в них создают пульсирующий поток Φ_K , противоположный потоку Φ' продольного краевого эффекта. Одновременно с компенсирующими катушками рационально использовать короткозамкнутый виток, охватывающий весь стальной сердечник индуктора (рис. 7.15, г). Роль такого витка могут выполнять металлические конструктивные бандажы, стягивающие шихтованный сердечник. Поток Φ' создает в короткозамкнутом витке ЭДС

и токи, которые находятся почти в противофазе с потоком Φ' и стремятся подавить его.

Поверхностный краевой эффект (см. § 7.5) связан с тем, что магнитное поле, изменяющееся с циклической частотой $\omega = 2\pi f$, проникает в среду с проводимостью σ на характерную глубину $\Delta_B \approx (0,5\mu_0\sigma\omega)^{-0,5}$. Относительно любой точки движущегося рабочего тела в канале бегущее магнитное поле меняется с частотой ωs , поэтому для жидкого металла глубина проникновения $\Delta_B \approx (0,5\mu_0\sigma\omega s)^{-0,5}$. Если глубина Δ_B мала, магнитное поле не проникает в глубь металла, что ухудшает рабочие характеристики АМ,

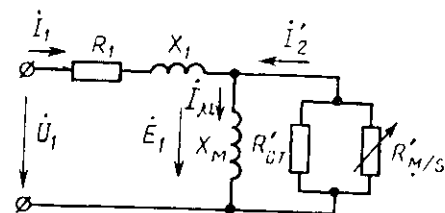


Рис. 7.16. Схема замещения АМ со сплошной средой

поэтому в реальных АМ необходимо иметь $\Delta_B \gg \delta$. Поверхностный эффект приводит к тому, что линии магнитного поля искривляются вдоль канала, существенно возрастает продольное магнитное поле B_x и связанные с ним потоки рассеяния. Наличие проводящих стенок канала способствует усилению этого эффекта.

Приближенный анализ АМ с жидкометаллическим рабочим телом может проводиться на основе хорошо развитой общей теории АМ.

Схема замещения АМ. Если поперечный краевой эффект незначителен и вторичное индуктивное сопротивление рассеяния мало, то схему замещения рассматриваемой АМ можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 7.16. Первичная цепь такой АМ не отличается от таковой для обычной АМ, а индуктивное сопротивление намагничивающей цепи X_M , примерно равное главному индуктивному сопротивлению АМ (см. § 1.2) с учетом (1.33),

$$X_M = 4m_1 f_1 \mu_0 \tau c \omega_1^2 k_0^2 / (\pi k_\mu k_\delta \delta p_1), \quad (7.38)$$

где c — ширина канала по z (см. рис. 7.11), а остальные обозначения такие же, как в § 1.2.

Во вторичной цепи схемы в пределах полюсного деления τ имеются два активных сопротивления — рабочего металла R_M и стенок R_{ct} . Если учесть, что для вторичной цепи $k_{02} = 1$; $\omega_2 = 0,5$; $m_2 = 2p_1$ (полюсное деление со вторичными токами одного направления составляет полвитка и одну фазу, а число фаз равно числу полюсов), то после приведения вторичных сопротивлений с использованием коэффициентов k_e и k_i (см. § 1.2) получим

$$R_M' = 2m_1 \omega_1^2 k_{01}^2 c / (p_1 \sigma a \tau); \quad (7.39)$$

$$R_{ct}' = m_1 \omega_1^2 k_{01}^2 c / (p_1 \tau_{ct} \delta_{ct} \tau). \quad (7.40)$$

С помощью схемы замещения находятся все расчетные величины АМ с жидкометаллическим рабочим телом и строится ее векторная диаграмма аналогично тому, как это делается для обычных АМ. При анализе АМ с жидкометаллическим рабочим телом может использоваться круговая диаграмма АМ с некоторыми видоизменениями.

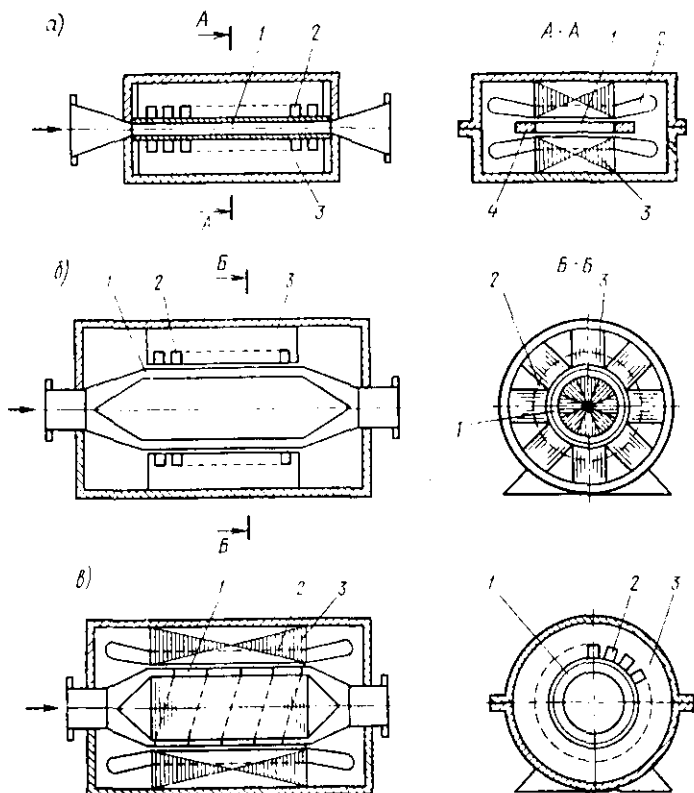


Рис. 7.17. Конструкция плоского линейного (а), цилиндрического (б) и винтового (в) насосов

Как отмечалось выше, АМ с жидкометаллическим рабочим телом применяются главным образом как электромагнитные насосы. Такие АМ могут работать и в генераторном режиме, однако его реализация предполагает наличие эффективных разгонных устройств, обеспечивающих начальное преобразование первичной энергии (обычно тепловой) в механическую энергию движущегося металла. Подобные разгонные устройства пока не созданы.

Конструктивные модификации. Рассмотрим основные конструктивные модификации асинхронных насосов.

Плоский линейный насос показан на рис. 7.17, а. Канал 1 прямоугольного сечения изготавливают из тонкостенной нержавеющей стали. Обмотки 2 укладывают в пазы двух плоских магнитопроводов 3, примыкающих к каналу. Так как магнитопроводы являются разомкнутыми в продольном направлении, заметную роль может играть продольный краевой эффект, который подавляется с помощью компенсирующих катушек. Для устранения поперечного краевого эффекта используют токозамыкающие шины 4.

Цилиндрический насос показан на рис. 7.17, б. Рабочее тело движется вдоль оси в кольцевом канале 1 между внешним и внутренним магнитопроводами. Обмотка 2, укладываемая в пазах снаружи канала, наматывается в виде простейших кольцевых катушек и не имеет лобовых частей. Поперечный краевой эффект в цилиндрических конструкциях отсутствует, так как рабочие азимутальные токи в канале являются замкнутыми, а компенсация продольного краевого эффекта осуществляется с помощью компенсирующих катушек на концах канала.

Плоскую и цилиндрическую конструкции применяют при относительно небольших перепадах давления в канале и высоких расходах рабочего тела. Цилиндрическая схема перспективна в насосах без стального магнитопровода. Такие насосы предельно просты — это обычная труба с системой надетых на нее кольцевых катушек. Однако характеристики цилиндрического насоса без стального сердечника ухудшаются из-за малых магнитных полей и неоднородного распределения параметров по радиусу.

Винтовой насос (рис. 7.17, в) характеризуется тем, что рабочее тело движется по винтовому каналу 1, образованному цилиндрическими стенками и винтовыми перегородками. Стенки и перегородки обычно изготавливают из тонкой нержавеющей стали. Обмотка 2 состоит из проводников, уложенных вдоль оси и создающих вращающееся магнитное поле, как в обычной асинхронной машине. Рабочее тело имеет две составляющие скорости: осевую и азимутальную, которая является рабочей. Магнитопровод замкнут в направлении движения поля, поэтому продольный краевой эффект практически не проявляется. Благодаря большой длине винтового канала в таком насосе можно получить значительные перепады давления при относительно малых расходах рабочего тела.

Стальные магнитопроводы во всех случаях выполняются шихтованными. Омические потери от канала отводятся самим рабочим телом. Если специальное охлаждение обмоток не предусмотрено, это же рабочее тело обеспечивает теплосъем с обмотки, которая размещается предельно близко к каналу.

Особенностью обмоток асинхронных насосов по сравнению с обмотками обычных машин является большая глубина паза и повышенное пазовое рассеяние. Это связано с необходимостью создания значительных МДС для получения достаточно сильных магнитных полей в больших немагнитных зазорах, свойственных асин-

хронным насосам. Этим же объясняется пониженное значение $\cos \varphi$ у асинхронных насосов по сравнению с обычными АМ.

Основная характеристика асинхронных насосов — зависимость перепада давления в канале Δp от расхода жидкого металла Q (pQ -характеристика). Поскольку Q зависит от s , pQ -характеристи-

Таблица 7.2

Тип насоса	Конструкция	Рабочее тело	Температура, °C	Напор, 10³ Па	Расход, м³/ч	КПД, %	Масса, кг
ПЛИН 4,5/30-1	Плоский линейный	Натрий	300	5	30	27	190
ЦЛИН-1,5/10	Цилиндрический	»	150	1,5	10	24	35
ЦЛИН-1,5/30	»	»	150	1,5	30	27	55
ВИН-5/1,5	Винтовой	»	400	5	1,5	18	70
ВИН-6/4	»	»	300	6	4	16	115
ЭНЦ-31	Цилиндрический	Свинец, висмут	500	6,23	10,8		610
ЭНС-57	Винтовой	Натрий	500	3,5	3,6		325
ЭНС-13	»	Ртуть	40	28,5	0,15		550

ка получается простым перестроением соответствующей кривой $\Delta p(s)$ (см. рис. 7.12) с учетом гидравлических потерь. Типичный вид pQ -характеристик индукционного насоса показан на рис. 7.18 (кривая с максимумом соответствует случаю, когда $s_m < 1$, что может иметь место, например, для рабочих тел с большой σ).

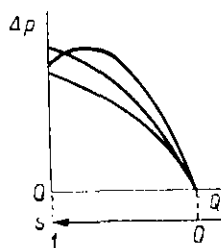


Рис. 7.18. pQ -характеристики асинхронного насоса

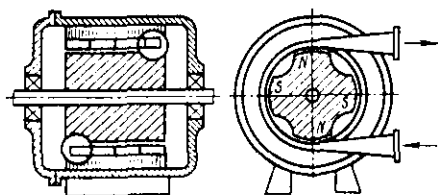


Рис. 7.19. Конструкция магнитороторного насоса

В настоящее время асинхронные насосы изготовляют серийно как в нашей стране, так и за рубежом. Типичные данные некоторых асинхронных насосов приведены в табл. 7.2.

Удельные массы насосов составляют $m^* \approx 30...120$ кг/кВт. Как правило, чем крупнее насос, тем меньше m^* и выше КПД. Пара-

метры асинхронных насосов могут быть существенно улучшены, если заменить проводящие стенки канала непроводящими, например керамическими. Работы в этом направлении ведутся в настоящее время.

Бегущее магнитное поле в индукционных насосах может создаваться вращающимся индуктором с электромагнитами или постоянными магнитами. Такие *магнитороторные насосы* лишены основного преимущества асинхронных насосов — отсутствия вращающихся деталей. Однако они обладают рядом достоинств: возможностью иметь повышенные температуры рабочего тела, отсутствием обмоток и потерь на возбуждение при использовании постоянных магнитов и др.

На рис. 7.19 приведена схема магнитороторного насоса с винтовым каналом. Гидравлическая часть насоса аналогична таковой на рис. 7.17, в. Вращающееся магнитное поле создается ротором с постоянными магнитами или электромагнитами.

§ 7.5. Линейные асинхронные двигатели и двигатели со сплошным ротором

Отдельный класс асинхронных машин составляют линейные асинхронные двигатели (ЛАД), в которых подвижный элемент не вращается, как обычный ротор, а перемещается прямолинейно под действием бегущего магнитного поля, создаваемого линейным индуктором с распределенной обмоткой. По протекающим в них электромагнитным процессам линейные двигатели близки к рассмотренным выше асинхронным насосам с линейным плоским или цилиндрическим каналами (см. рис. 7.17) с той разницей, что вместо жидкого металла используется проводящая металлическая полоса или цилиндрическая труба. Возможно также применение в качестве подвижного элемента линейного магнитопровода с короткозамкнутой обмоткой. Линейные асинхронные двигатели широко применяются в приводе транспортеров и конвейеров, электромагнитных разгонных устройствах, инструментальной технике и т. п. Они представляют значительный интерес для высокоскоростного железнодорожного транспорта.

Если подвижный элемент существенно длиннее индуктора, движется с постоянной скоростью и является немагнитным, то для описания процессов ЛАД пригодны формулы, полученные в § 7.4 в предположении, что металл движется как сплошная полоса. Анализ ЛАД заметно усложняется, когда длина подвижного элемента соизмерима с длиной индуктора и скорость его переменная.

На рис. 7.20 приведен эскиз ЛАД цилиндрического типа. Он состоит из индуктора, содержащего кольцевые катушки 1 и ферромагнитные шайбы 2, внутреннего сердечника 3, корпуса 4, цилиндрического подвижного элемента 5. При подключении катушек 1 к трехфазной сети и циклическом изменении последовательности че-

редования фаз создается бегущее магнитное поле с периодически изменяющимся направлением движения, благодаря чему подвижный элемент 5 совершает возвратно-поступательные движения, передаваемые механической нагрузке.

Особенность расчетной схемы замещения для ЛАД с возвратно-поступательным движением связана с тем, что при работе двигателя глубина погружения подвижного элемента в статор меняется. Этот фактор учитывается специальным коэффициентом k_n . При параллельном соединении катушек 1 все активные и индуктивные сопротивления вторичного контура схемы замещения (см. рис. 1.13, б) делятся на k_n . Если подвижный элемент заполняет весь зазор индуктора по длине, то $k_n = 1$, если заполнение зазора частичное, то $k_n \approx l'/l_n$, где l' — длина части элемента 5 в пределах зазора; l_n — длина индуктора. В процессе движения элемента 5 коэффициент k_n может меняться. При этом характеристики ЛАД определяются поэтапно для различных значений k_n .

В общем случае необходимо также учитывать переменную скорость подвижного элемента (переменное скольжение), а также эффекты, связанные с необходимостью торможения подвижного элемента вблизи его крайних положений. Наилучшие энергетические показатели ЛАД обеспечиваются в схемах с рекуперативным торможением элемента 5, когда при его приближении к крайним положениям скольжение делается отрицательным и двигатель переходит в генераторный режим, возвращая часть активной мощности в сеть. В рассмотренном цилиндрическом ЛАД существенную роль может играть продольный краевой эффект. Для его подавления используются компенсирующие катушки на концах индуктора (см. § 7.4).

Анализ ЛАД с переменной скоростью можно построить на основе баланса сил, действующих на подвижный элемент: электромагнитной силы $F_{эм}$, силы инерции $F_{ин}$, нагрузочной F_n и силы, ограничивающей ход подвижного элемента $F_{огр.}$ (со стороны упругих демпферов, опор и т. п.). Если электрические процессы в ЛАД протекают существенно быстрее механических, то $F_{эм}$ описывается выражением, аналогичным (1.36), т. е. при заданных параметрах обмоток имеем $F_{эм} = f_1(s)$, где, как и в § 7.4, $s = (v_1 - v)/v_1$, v_1 — скорость магнитного потока, v — скорость подвижного элемента. Сила инерции $F_{ин} = -m dv/dt = mv_1 ds/dt$, силы F_n и $F_{огр.}$ обычно за-

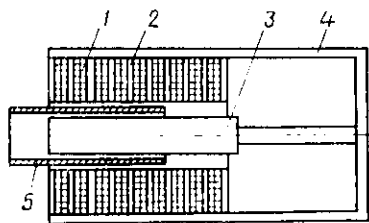


Рис. 7.20. Линейный цилиндрический асинхронный двигатель

висят от смещения подвижного элемента $x = x_0 + \int_0^t v dt = x_0 +$

$+v_1 \int_0^t (1-s) dt$. Таким образом, F_n и $F_{огр}$ зависят от $\int_0^t (1-s) dt$, а сумма всех сил, равная нулю, дает уравнение, связывающее s и t . Его решение позволяет найти $v(t)$, после чего можно определить основные показатели ЛАД. Анализ быстродействующих ЛАД, учитывающий переходные процессы в электрических цепях, является значительно более сложной задачей.

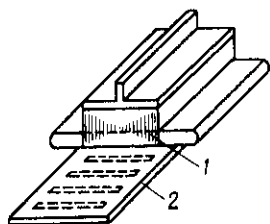


Рис. 7.21. Линейный асинхронный двигатель для высокоскоростного транспорта

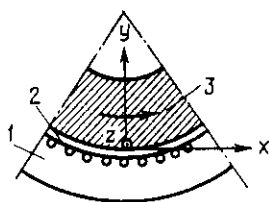


Рис. 7.22. Активная зона асинхронного двигателя со сплошным ротором

Линейный асинхронный двигатель для высокоскоростного транспорта изображен на рис. 7.21. Двигатель содержит линейный индуктор 1, закрепленный на локомотиве, и металлическую полосу 2, уложенную на полотне дороги. Между индуктором и полосой имеется воздушный зазор. При создании индуктором бегущего магнитного поля возникает электромагнитная сила, действующая на полосу в направлении движения поля. Реактивная сила ускоряет локомотив в противоположном направлении. Особенно эффективны такие ЛАД на транспортных установках с магнитным подвесом, а также в электромагнитных разгонных устройствах.

Существенное влияние на характеристики транспортных ЛАД оказывают краевые эффекты, аналогичные таковым в асинхронных насосах (см. § 7.4). Для ослабления поперечного краевого эффекта в полосе 2 прорезают поперечные щели (показаны на рисунке пунктиром). Поскольку полоса 2 ферромагнитная, особенно заметную роль при больших скоростях играет поверхностный эффект, так как из-за больших значений магнитной проницаемости глубина проникновения электромагнитного поля Δ_B намного меньше, чем для немагнитных материалов.

В электромагнитных разгонных устройствах линейный индуктор с трехфазной обмоткой, имеющей возрастающий по длине шаг, и запитываемой током нарастающей частоты создает бегущее с нарастающей скоростью магнитное поле, которое воздействует на ускоряемый проводящий объект. Разность скоростей поля v_B и объекта v по возможности стремятся поддерживать такой, чтобы

скольжение $s = (v_B - v)/v_B$ имело примерно постоянное значение ($s \approx 0,1 \dots 0,3$). В противном случае, при больших s недопустимо возрастают электрические потери в ускоряемом объекте, пропорциональные s (см. § 7.7). Таким способом можно ускорить легкие самолеты (планеры) или маломасштабные объекты до значительных скоростей. Считается, например, возможным ускорить массу 1 кг из легкого немагнитного материала до скоростей порядка 10 км/с.

Разновидностью асинхронных машин являются асинхронные двигатели со сплошным ферромагнитным ротором, которые конструктивно просты и имеют улучшенные пусковые свойства благодаря тому, что при пуске, когда скольжение велико, сильно проявляется поверхностный эффект и ток в роторе вытесняется в наружные области. При этом увеличивается вторичное активное сопротивление, повышается пусковой момент и снижается пусковой ток (см. § 7.2).

Анализ АД со сплошным массивным ротором должен учитывать пространственный характер распределения электромагнитных параметров в роторе из-за поверхностного эффекта. Рассмотрим последний более подробно, используя рис. 7.22, на котором показана часть сечения двигателя со статором 1, обмоткой 2 и массивным ротором 3, обладающим магнитной проницаемостью μ . Так как поверхностный эффект проявляется в относительно тонком слое, то можно пренебречь кривизной зазора и ввести декартовы координаты x, y, z , вращающиеся вместе с ротором. Заменяем обмотку бесконечно тонким токовым слоем с поверхностной плотностью $J = J_{\max} \sin(\omega_s t - kx)$, где ω_s — циклическая частота изменения тока в роторе. Если ω — циклическая частота тока в обмотке, то $\omega_s = \omega s$, где s — скольжение. Таким образом, обмотка создает по отношению к ротору бегущую вдоль оси x волну МДС. Переходя к комплексным величинам, как и в § 7.4, можно записать $J = J_{\max} e^{i(\omega_s t - kx)}$. В первом приближении будем считать зазор между токовым слоем и ротором бесконечно малым, а магнитную проницаемость у статора существенно большей, чем у ротора.

Если ввести векторный потенциал магнитного поля A так, что $\text{rot } A = B$, то с учетом (7.14) ... (7.16) можно получить при $\mu = \text{const}$, $\sigma = \text{const}$ уравнение

$$\nabla^2 A = \mu \partial A / \partial t. \quad (7.41)$$

Будем считать, что индукция B имеет две составляющие: B_x и B_y . Тогда A имеет только одну составляющую A_z , причем $B_x = -\partial A_z / \partial y$, $B_y = -\partial A_z / \partial x$. Переходя к комплексным амплитудам аналогично тому, как это делалось в § 7.4, и используя (7.19), а также граничные условия.

$$\partial A_z / \partial y = -\mu J \text{ для } y=0 \text{ и } A_z \rightarrow 0 \text{ для } y \rightarrow \infty, \quad (7.42)$$

получаем решение (7.41) для комплексной амплитуды A_z и соответствующие ему распределения комплексных амплитуд индукции

$$\dot{B}_x = \mu J_{\max} e^{-\gamma y}; \quad \dot{B}_y = ik \mu J_{\max} e^{-\gamma y} / \gamma, \quad (7.43)$$

где

$$\gamma = k \left[\sqrt{0,5 (\sqrt{1 + \text{Rm}^2} + 1)} + i \sqrt{0,5 (\sqrt{1 + \text{Rm}^2} - 1)} \right];$$

$$\text{Rm} = \mu \sigma \omega s / k^2. \quad (7.44)$$

Формула для магнитного числа Рейнольдса легко приводится к вводимому в § 7.4 выражению (7.17). Используя (7.43) и (7.44), нетрудно показать, что при $\text{Rm} \gg 1$, когда $\gamma \approx k(1+i)\sqrt{0,5 \text{Rm}}$, индукция в роторе уменьшается в e раз на глубине

$$\Delta_B = (0,5 \mu \sigma \omega s)^{-0,5}, \quad (7.45)$$

называемой *глубиной проникновения*. Последнее соотношение уже использовалось в § 7.4.

Из (7.45) следует, в частности, что при пуске двигателя, питаемого от сети с частотой $f = 50$ Гц, значение $\Delta_B = 1 \dots 3$ мм, а в рабочем режиме ($s \approx 0,05$) $\Delta_B \approx 5 \dots 15$ мм. При $f = 400$ Гц эти значения уменьшаются почти втрое.

Если распределение магнитной индукции и напряженности известно, можно найти распределения тока в роторе по (7.14) и электромагнитных сил как $\mathbf{f} = \mathbf{j} \times \mathbf{B}$, а затем определить электромагнитный момент двигателя. Следует иметь в виду, что в пределах активного слоя ротора магнитная проницаемость стали μ изменяется и даже ее среднее значение $\mu_{\text{ср}}$ заранее неизвестно. Поэтому при строгом анализе можно использовать итерационный метод, задавая $\mu_{\text{ср}}$ и корректируя его в процессе расчетов с помощью зависимости $\mu = \mu(H)$ для материала ротора.

В инженерной практике при анализе АМ с массивным ротором обычно используют схемы замещения АМ (см. рис. 1.13), вводя в них интегральные параметры вторичной цепи, которые, по Л. Р. Нейману, имеют вид

$$R_2' = 2a_r k_\phi m_1 (\omega_1 k_0)^2 \sqrt{0,5 \mu \sigma s} / p; \quad (7.46)$$

$$X_2' = (a_x / a_r) R_2', \quad (7.47)$$

где коэффициенты a_r и a_x учитывают изменение μ и потери на гистерезис ($a_r \approx 1,4$; $a_x \approx 0,85$), k_ϕ учитывает влияние торцовых частей ротора.

При пуске, когда $s = 1$, имеем малые значения Δ_B и большие R_2' , что улучшает пусковые свойства двигателя. Поэтому АД с массивным ротором хорошо приспособлены для режимов с частым пуском (например, в системах автоматического управления). В системах управления часто применяют конструкцию двигателя с полым ферромагнитным ротором, поскольку электромагнитное взаимодействие осуществляется лишь в пределах толщины Δ_B , а внутренняя часть массивного ротора является нерабочей.

В качестве силовых агрегатов двигатели со сплошным ротором применяются редко из-за низких значений КПД. Последнее связано с тем, что вторичный ток течет по ферромагнитному материалу, обладающему повышенным удельным сопротивлением, причем толщина токового слоя на поверхности ротора мала, а скольжение относительно велико. Значения коэффициента мощности $\cos \varphi$ у АД с массивным ротором также меньше, чем у обычных АД. Например, для АД с массивным ротором при мощностях 50...500 Вт имеем $s \approx 0,3...0,4$, $\eta = 0,2...0,3$, $\cos \varphi = 0,6$.

Для борьбы с поперечным краевым эффектом (см. § 7.4) на наружной поверхности массивного ротора в ряде случаев фрезеруются продольные пазы, предотвращающие появление заметных тангенциальных токов. Иногда используют АД с омедненным сплошным ротором.

§ 7.6. Каскадные БЭМ

Каскадные БЭМ представляют собой объединение на одном валу двух машин с электрически связанными обмотками роторов. Обычно, по крайней мере одна из машин, входящих в состав каскадной машины, является асинхронной.

На рис. 7.23 приведен эскиз асинхронной каскадной БЭМ, состоящей из двух асинхронных машин, у которых роторные обмотки 1 и 4 замкнуты друг на друга с перекрещиванием фаз (инверсные обмотки). Статорная обмотка 2 первой машины включается в сеть, а статорная обмотка 3 второй машины — на регулируемое сопротивление. Такая каскадная машина является по существу асинхронным двигателем с улучшенными пусковыми и регулировочными характеристиками. Вторая машина выполняет роль бесконтактного регулировочного звена, с помощью которого можно изменять приведенное активное сопротивление вторичной цепи асинхронной машины и смещать характеристики $M_{\text{эм}}(s)$ (см. рис. 1.14) и $n(M)$ (см. рис. 7.2, б) с целью увеличения пускового момента или регулирования частоты вращения. Роторные обмотки могут выполняться стержневыми. Достоинством каскадного АД является также то, что он характеризуется повышенным числом пар полюсов, включающим число пар полюсов обоих каскадов; это важно при разработке тихоходных асинхронных двигателей.

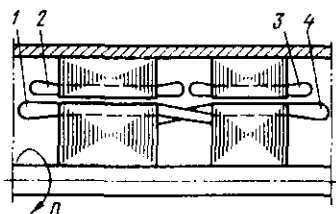
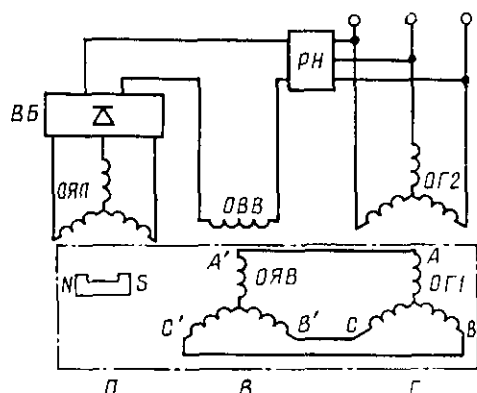


Рис. 7.23. Эскиз асинхронной каскадной машины

Каскадная БЭМ (рис. 7.23) может использоваться и как асинхронный генератор со стабилизацией частоты методом подгрузки (см. § 7.3), у которого статорная обмотка первой машины соединена с основной нагрузкой, а статорная обмотка второй машины —

с регулируемым сопротивлением. Этот же тип БЭМ позволяет генерировать ток постоянной частоты в обмотке 3 при переменной частоте вращения ротора, если питать обмотку 2 током регулируемой частоты от отдельного преобразователя. Такие машины представляют интерес для установок, имеющих переменную частоту вращения вала привода (например, авиационных).

Основной тип каскадных БЭМ — каскадный генератор, электрическая схема которого показана на рис. 7.24. Генератор состоит



из двух машин: 1) возбудителя В — синхронного генератора с явно выраженными полюсами и обмоткой возбуждения ОВВ на статоре и обмоткой якоря ОЯВ на роторе; 2) основного генератора Г, являющегося асинхронным преобразователем частоты и содержащего на роторе распределенную первичную обмотку ОГ1 и на статоре вторичную распределенную обмотку ОГ2. Обмотки ОЯВ и ОГ1 замкнуты друг на друга с перекрещиванием (инверсные обмотки). Помимо возбудителя

Рис. 7.24. Электрическая схема каскадного генератора

и генератора в машине обычно имеется подвозбудитель П с постоянными магнитами на роторе и обмоткой якоря ОЯП на статоре, которая через выпрямительный блок ВБ и регулятор напряжения РН питает ОВВ постоянным током.

Работает генератор следующим образом. При вращении ротора наводится ЭДС в ОЯП и по ОВВ течет постоянный ток, благодаря чему наводится ЭДС ОЯВ. Под действием этой ЭДС течет ток ротора в ОЯВ и ОГ1 с частотой:

$$f_p = p_B n, \quad (7.48)$$

где p_B — число пар полюсов возбудителя; n — частота вращения.

Ток ротора создает магнитный поток, вращающийся в возбудителе с частотой n относительно ОЯВ в сторону, противоположную направлению вращения ротора. Поток, создаваемый ОЯВ, таким образом, будет неподвижен относительно статора, как и в обычных синхронных машинах с внешними полюсами. Тот же ток ротора с частотой f_p , протекая по ОГ1, создает поток Φ , вращающийся относительно ротора с частотой

$$n_{\Phi(p)} = 60 f_p p_G, \quad (7.49)$$

где p_G — число пар полюсов обмотки ОГ1.

За счет перекрестного соединения фаз обмоток *ОЯВ* и *ОГ1* поток, создаваемый токами в *ОГ1*, будет вращаться в ту же сторону, что и ротор, поэтому частота вращения потока Φ относительно статора и обмотки *ОГ2*

$$n_{\Phi(c)} = n_{\Phi(p)} + n = n(1 + p_v/p_r). \quad (7.50)$$

Поток наводит в *ОГ2* рабочую ЭДС с частотой

$$f_r = p_r n_{\Phi(c)} / 60 = n(p_r + p_v) / 60. \quad (7.51)$$

Таким образом, частота f_r определяется суммой $p_r + p_v$ и может иметь повышенные значения.

Выходная мощность генератора P_r , снимаемая с обмотки *ОГ2*, получается за счет мощности, передаваемой от *ОЯВ* через *ОГ1* в *ОГ2* трансформаторным путем без усиления, и мощности, передаваемой из *ОГ1* в *ОГ2* с усилением благодаря вращению ротора и преобразованию в электроэнергию подводимой механической энергии. Электромагнитные мощности генератора P_r и возбuditеля P_v связаны соотношением

$$P_v/P_r = p_v/(p_v + p_r), \quad (7.52)$$

откуда следует, что рационально иметь $p_r > p_v$.

Недостаток конструкции каскадного генератора в цилиндрическом исполнении — громоздкость, так как роторы всех каскадов размещаются последовательно на общем валу. Это приводит к тому, что удельная масса генератора практически удваивается по сравнению, например, с аналогичным однокаскадным синхронным генератором.

Более компактной и легкой является торцовая конструкция каскадного генератора (рис. 7.25). Ротор генератора выполнен в виде диска, на одном торце которого размещается *ОЯВ*, а на другом *ОГ1*. Обмотки могут быть выполнены стержневыми и короткозамкнутыми с наружной стороны. Роль прочностного и короткозамыкающего элемента выполняет обойма *ОБ*. Внутренние концы стержней обмоток *ОЯВ* и *ОГ1* соединены короткими перемычками *П* с перекрещиванием фаз. К *ОЯВ* через аксиальный зазор δ_1 примыкают полюсы возбuditеля с *ОВВ*, а к *ОГ1* через зазор δ_2 — выходная обмотка *ОГ2* торцового типа, аналогичная обмотке якоря торцовой БЭМ (рис. 3.16).

Ротор в такой конструкции имеет малую длину и хорошее использование активных материалов. Благодаря наружной прочностной обойме и его малой длине частота вращения может быть большой, что наряду с простотой и компактностью конструкции позволяет снизить удельную массу генератора.

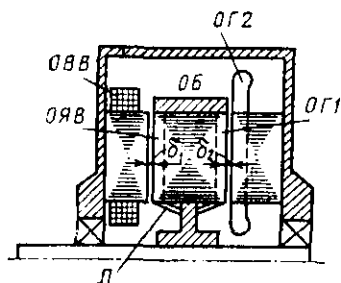


Рис. 7.25. Эскиз торцевого каскадного генератора

Аналогичную конструкцию можно реализовать в цилиндрическом исполнении. Обмотка ОГ2 при этом размещается на внутренней цилиндрической поверхности наружного статора, а обмотка ОВВ — на внутреннем статоре. Между наружным и внутренним статорами коаксиально с ними расположен цилиндрический ротор, закрепленный с одной стороны консольно в подшипниках. На его внутренней поверхности находится обмотка ОЯВ, а на наружной — обмотка ОГ1, инверсная по отношению к ОЯВ. Ротор отделен от внутреннего и внешнего статоров радиальными рабочими зазорами. В данном случае удастся совместить возбудитель и основной генератор в пределах общей длины активной зоны. Шихтованные сердечники генератора изготавливаются из обычной листовой стали, в генераторе отсутствуют осевые силы магнитного тяжения. Главный недостаток генератора связан с консольным креплением ротора и его невысокими скоростями.

Каскадные генераторы находят ограниченное применение на транспортных установках и летательных аппаратах.

Генератор для железнодорожных систем, выполненный по типу машины, показанной на рис. 7.24, имеет следующие данные: $P_r = 14$ кВт; $n = 900 \dots 3600$ об/мин; $\eta = 89\%$ (при $P_r = 7,5$ кВт); $m^* = 22$ кг/кВт. Увеличением n можно добиться значительного снижения m^* .

§ 7.7. Приближенный анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля

Развитый в § 7.4 подход к исследованию асинхронных машин с жидкометаллическим рабочим телом можно распространить на классические модели АМ и, таким образом, разработать не только простой и наглядный метод анализа основных процессов в АМ, но и схемы приближенного расчета основных показателей машин на базе одномерных уравнений электромагнитного поля — уравнений Максвелла и закона Ома в дифференциальной форме. При этом в основу описания АМ кладется дифференциальный метод, описывающий электромагнитные процессы в каждой точке активной зоны машины.

Особенности дифференциального метода. Главное достоинство метода — простота и наглядность аналитического аппарата, главный недостаток — приближенный характер расчетных показателей АМ и относительно узкая область использования, определяемая малыми скольжениями.

Дифференциальный метод эффективен при рассмотрении большого числа вариантов АМ по заданным исходным данным, например, в процессе автоматизированного проектирования АМ или установок на их основе. Благодаря простоте расчетных соотношений с помощью этого метода можно достаточно быстро наметить рациональные варианты АМ, соответствующие техническому заданию,

а затем осуществить их подробный расчет с использованием традиционных методик, оперирующих с интегральными величинами. Дифференциальный метод может оказаться полезным при альтернативном выборе различных типов двигателей для электропривода, а также при расчете АМ на предельные режимы работы (например, с предельными окружными скоростями ротора). Простые расчетные выражения, свойственные дифференциальному методу, могут изначально учитывать быстроедействие АМ.

Ограниченность дифференциального метода вытекает из его физической природы — описания основных процессов в активной зоне АМ с помощью параметров среды и электромагнитного поля в данной точке пространства. Известно, что в любом электромагнитном устройстве (особенно в устройствах с существенными магнитными числами Рейнольдса, к которым относятся АМ) процессы в каждой точке активной зоны зависят от внешних факторов — структуры электрических цепей, формы и свойств магнитопроводов, магнитного рассеяния и др. Хотя дифференциальный подход в ряде случаев допускает приближенный учет подобных факторов, точность метода ниже, чем в классической теории АМ, построенной на интегральных величинах, которые содержат информацию как об активной зоне, так и о внешних по отношению к ней элементах.

Основные достоинства дифференциальной теории АМ, связанные с простотой и наглядностью аналитических соотношений, проявляются в одномерной модели АМ, когда электромагнитные величины считаются зависящими только от времени и азимутальной координаты вдоль зазора по гармоническому закону. При этом магнитная индукция в расчетном зазоре предполагается однокомпонентной (радиальной), т. е. в основном анализе учитывается только поток взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками, а роль потоков рассеяния оценивается приближенно. Известно, что влияние полей рассеяния на характеристики АМ тем сильнее, чем больше скольжение s . Поэтому правомерность одномерной дифференциальной модели обеспечивается при малых s , что часто имеет место в режимах АМ, близких номинальному.

Построение двух- и трехмерных дифференциальных моделей АМ связано с большими трудностями и вряд ли имеет большой практический смысл из-за сложности расчетных соотношений.

Локальное описание процессов в АМ. Рассмотрим активную зону АМ, состоящую из обмотки статора с плотностью тока в проводниках j_1 и линейной нагрузкой A_1 , а также из обмотки ротора с плотностью тока j_2 и линейной нагрузкой A_2 . Под A_1 и A_2 понимается число ампер-витков статора и ротора, приходящихся на единичную азимутальную длину активной зоны. Поскольку рабочий зазор δ в АМ мал по сравнению с диаметром активной зоны и влияние кривизны на процессы в активной зоне несущественно, введем декартову систему координат, связанную со статором, в которой ось x направлена вдоль зазора параллельно линейной ско-

рости ротора, ось y направлена от ротора к статору, а ось z — вдоль оси машины параллельно токам в обмотках (рис. 7.26).

Магнитную индукцию в активной зоне считаем однокомпонентной, т. е. $\mathbf{B} (0, B, 0)$, где обозначения в скобках соответствуют проекциям на оси x, y, z . Под B понимается осредненная для данного x полная магнитная индукция. Для электрической напряженности и плотности тока имеем $\mathbf{E} (0, 0, E)$, $\mathbf{j} (0, 0, j)$. Считаем, что линейная нагрузка A_1 и связанные с ней значения индукции, электрической напряженности и плотности тока имеют структуру бегущих волн (см. § 7.4).

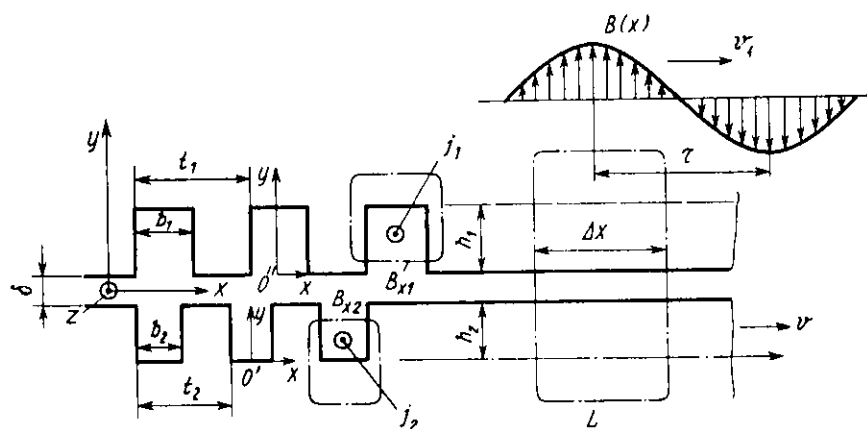


Рис. 7.26. Активная зона асинхронной машины

Рассмотрим магнитное поле B_1 , создаваемое токами статора. Если выделить произвольный контур L шириной Δx , охватывающий зазор и проходящий через статор и ротор (см. рис. 7.26), то согласно закону полного тока $[B_1(x+\Delta x) - B_1(x)]\delta''/\mu_0 = A_1 k_{01} \Delta x$, где $\delta'' = k_\delta k_\mu \delta$ — расчетный зазор; k_δ — коэффициент зазора; k_μ — коэффициент насыщения стали сердечников; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; k_{01} — обмоточный коэффициент статора.

В пределе при $\Delta x \rightarrow 0$ имеем

$$\partial B_1 / \partial x = \mu_0 k_{01} A_1 / \delta'' \quad (7.53)$$

Соотношение (7.53) — одномерный аналог первого уравнения Максвелла $\text{rot } \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{j}$. Различие между уравнением Максвелла и соотношением (7.53) связано с тем, что в первом случае используются локальные параметры в данной точке пространства, а во втором — усредненные по y в пределах эффективного зазора. С учетом (7.20) получим для комплексных амплитуд

$$\left. \begin{aligned} -ik \dot{B}_{1m} &= \mu_0 k_{01} \dot{A}_{1m} / \delta''; \\ \dot{A}_{1m} &= -ik \delta'' B_{1m} / (k_{01} \mu_0). \end{aligned} \right\} \quad (7.54)$$

Соответственно для магнитного поля от токов в обмотке ротора $-ik\dot{B}_{2m} = \mu_0 k_{02} A_{2m} / \delta''$, где $k = \pi/\tau$, откуда

$$\dot{A}_{2m} = -i k \delta'' \dot{B}_{2m} / (k_{02} \mu_0). \quad (7.55)$$

Полная магнитная индукция

$$\dot{B}_m = \dot{B}_{1m} + \dot{B}_{2m}. \quad (7.56)$$

Рассматриваемая модель считается линейной, поэтому суперпозиция магнитных полей статора и ротора правомерна. При режимах работы АМ, близких к номинальному, можно считать поток в зазоре и, следовательно, амплитуду полной индукции постоянными. Примем фазу $\dot{B}_m$ нулевой, тогда $\dot{B}_m = B_m = \text{const}$, причем значение B_m можно считать заданным согласно общим рекомендациям. Если, например, известны расчетные значения индукции в зазоре B_δ и коэффициента полюсного перекрытия α_δ , то $B_m \approx \sqrt{2} k_B \alpha_\delta B_\delta$, где k_B — коэффициент формы кривой поля. При типичных для АМ значениях $k_B = 1,09$ и $\alpha_\delta = 0,715$ имеем $B_m \approx 1,1 B_\delta$.

Электрическая напряженность, создаваемая магнитным полем, находится из второго уравнения Максвелла $\text{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$. В одномерной модели $\partial E / \partial x = \partial B / \partial t$, откуда с учетом (7.21) получаем

$$\dot{E}_m = -v_1 \dot{B}_m. \quad (7.57)$$

Плотность тока в роторе определяется законом Ома

$$\mathbf{j}_2 = \sigma'_2 (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B})$$

или для комплексных амплитуд

$$\dot{j}_{2m} = \sigma'_2 (\dot{E}_m + v \dot{B}_m) = -\sigma'_2 v_1 s \dot{B}_m, \quad (7.58)$$

где v — линейная скорость обмотки ротора; $s = (v_1 - v) / v_1$ — скольжение; σ'_2 — средняя расчетная удельная проводимость обмотки ротора, учитывающая структуру вторичной электрической цепи АМ.

Можно принять $\sigma'_2 = k' \sigma_{2t}$, где σ_{2t} — удельная проводимость материала обмотки ротора при заданной температуре, а коэффициент k' учитывает снижение расчетной проводимости из-за спаев, пустот, а также пассивных участков вторичной цепи, лежащих вне активной зоны (например, торцовых колец в АМ с короткозамкнутым ротором или токовыводов и реостатов в АМ с фазным ротором).

В дальнейшем рассматриваются АМ с короткозамкнутым ротором, для которых $k_{02} = 1$, а значение k' по смыслу соответствует отношению $R_c / (R_c + R_{к.эф})$, где R_c — активное сопротивление одного стержня обмотки; $R_{к.эф}$ — эффективное сопротивление торцовых колец (с учетом спаев), приходящееся на один стержень.

Согласно вспомогательным оценкам $k' \approx 0,6...0,9$, причем тем больше, чем больше относительная длина ротора, характеризуемая геометрическим фактором $\lambda = l_a/D$, где l_a — длина активной зоны, D — ее диаметр.

Если учесть, что $\dot{A}_{2m}$ и $\dot{j}_{2m}$ взаимно пропорциональны, причем коэффициент пропорциональности равен отношению действующих значений A_2 и j_2 , которые могут задаваться предварительно с учетом условий охлаждения и мощностного диапазона АМ, то с учетом (7.58)

$$\dot{A}_{2m} = \dot{j}_{2m} (A_2/j_2) = -\sigma'_2 v_1 s B_m (A_2/j_2). \quad (7.59)$$

Приравнявая (7.55) и (7.59), запишем

$$\dot{B}_{2m}/B_m = -i \text{Rm}, \quad (7.60)$$

где

$$\text{Rm} = \mu_0 \sigma'_2 v_1 \tau s (A_2/j_2 \delta'')/\pi \quad (7.61)$$

— эффективное магнитное число Рейнольдса, характеризующее, согласно (7.60), относительную роль магнитного поля, наведенного за счет токов в роторе.

Заметим, что $A_2/j_2 = \Delta$ — эквивалентная толщина токового слоя ротора, т. е. $A_2/(j_2 \delta'') = \Delta/\delta''$. Если $\Delta = \delta''$, что может иметь место, например, в жидкометаллических МГД-устройствах, то (7.61) переходит в (7.17).

Выражению для Rm можно придать более наглядную форму, если в (7.61) представить s согласно (7.58)

$$s = \pm \sqrt{2} j_2 / (\sigma'_2 v_1 B_m), \quad (7.62)$$

где плюс относится к двигательному, а минус — к генераторному режимам.

Так как $\tau = \pi D / (2p)$ (p — число пар полюсов), имеем

$$\text{Rm} = \pm \mu_0 A_2 D / (\sqrt{2} p \delta'' B_m), \quad (7.63)$$

причем $\text{sign Rm} = \text{sign } s$.

С учетом (7.56) из (7.60) получим

$$\dot{B}_{1m} = B_m (1 + i \text{Rm}). \quad (7.64)$$

Соответственно из (7.54), (7.55), (7.60) и (7.64)

$$\dot{A}_{1m} = k \delta'' B_m (\text{Rm} - i) / (k_{01} \mu_0); \quad (7.65)$$

$$\dot{A}_{2m} = -k \text{Rm} B_m \delta'' / \mu_0. \quad (7.66)$$

Отношение действующих значений линейных нагрузок статора и ротора

$$A_1/A_2 = \sqrt{1 + \text{Rm}^2} / k_{01}. \quad (7.67)$$

Если пренебречь активным сопротивлением первичной обмотки, что оправдано для относительно мощных АМ, то потребляемую машиной из сети полную мощность, приходящуюся на единичную поверхность активной зоны, в соответствии с теоремой Умова — Пойнтинга можно выразить в виде

$$\dot{S}_1 = 0,5 \dot{E}_{cm} A_{1m}, \quad (7.68)$$

где $\dot{E}_{cm}$ — комплексная амплитуда электрической напряженности, создаваемой сетью и уравнивающей напряженности $\dot{E}_m$.

С учетом реального выполнения обмотки статора $\dot{E}_{cm} = -k_{01} \dot{E}_m = k_{01} v_1 B_m$. Имеем из (7.68) и (7.65)

$$S'_1 = 0,5 k \delta'' v_1 B_m^2 (R_m + i) / \mu_0. \quad (7.69)$$

Действительная часть S'_1 соответствует активной мощности на единицу поверхности активной зоны:

$$P'_1 = 0,5 v_1^2 B_m^2 s' s (A_2 / j_2). \quad (7.70)$$

Значение P'_1 линейно зависит от s , что совпадает с результатами классической теории АМ при пренебрежении индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток и активным сопротивлением первичной обмотки, как это принимается в рассматриваемой модели.

С учетом (7.62)

$$P'_1 = 0,5 A_{2m} B_m v_1 \operatorname{sign} s. \quad (7.71)$$

Полученное выражение хорошо согласуется с физическим смыслом, поскольку $0,5 A_{2m} B_m$ — усредненная во времени электромагнитная сила, действующая на единичную поверхность ротора, а ее произведение на v_1 дает соответствующую электромагнитную мощность. В двигательном режиме $s > 0$ и $P'_1 > 0$, в генераторном $s < 0$ и $P'_1 < 0$.

Мнимая часть S'_1 определяет реактивную мощность на единицу поверхности активной зоны:

$$Q'_1 = 0,5 k v_1 \delta'' B_m^2 / \mu_0 = \omega \delta'' B_m^2 / (2 \mu_0), \quad (7.72)$$

т. е. значение Q'_1 равно произведению ω на максимальную магнитную энергию, запасаемую в объеме, примыкающем к единичной поверхности активной зоны и численно равном δ'' .

Коэффициент мощности

$$\cos \varphi = P'_1 / |S'_1| = R_m / \sqrt{1 + R_m^2}, \quad (7.73)$$

что совпадает с (7.30). С учетом (7.63)

$$\cos \varphi = \operatorname{sign} s / \sqrt{1 + \left(\sqrt{2} p \frac{B_m}{\mu_0 A_2} \frac{\delta''}{D} \right)^2}. \quad (7.74)$$

Значение $\cos \varphi$ тем выше, чем меньше p , отношения $B_m/(\mu_0 A_2)$ и δ''/D . Эти закономерности согласуются с выводами классической теории АМ. Характерно, что, согласно (7.74), относительное влияние на $\cos \varphi$ со стороны всех перечисленных факторов одинаковое. Формула (7.74) дает завышенные значения $\cos \varphi$, определяемые взаимондукцией между обмотками АМ и не учитывающие магнитное рассеяние, влияние которого оценивается в дальнейшем.

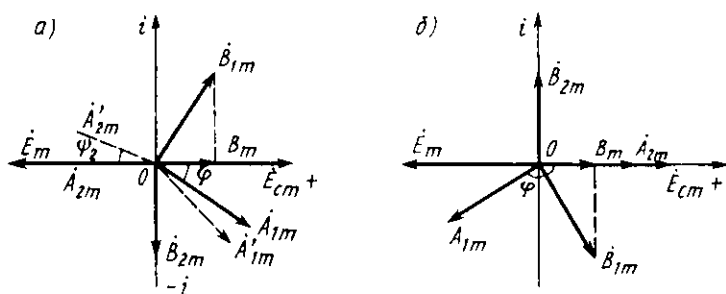


Рис. 7.27. Векторная диаграмма локальных электромагнитных показателей АМ

Соотношения типа (7.62), (7.67), (7.74) и другие обладают хорошей физической наглядностью и могут применяться для оценок значений входящих в них величин на начальной стадии проектирования АМ. Если, например, выбраны значения B_m ($B_m \approx 0,7 \dots 0,9$ Тл) и j_2 [$j_2 \approx (3 \dots 15) \cdot 10^6$ А/м² в зависимости от вида охлаждения АМ], то из (7.62) находим оценку произведения $\sigma_2' v_1$, обеспечивающего рациональные значения $|s| \approx 0,02 \dots 0,05$ (меньшие s для большей мощности АМ). В частности, из (7.62) следует, что при больших v_1 необходимо использовать роторную обмотку с пониженной проводимостью. Из (7.67) и (7.74) легко установить ограничения на p , A_2 , δ''/D , B_m , обеспечивающие требуемые соотношения между A_1 и A_2 , рациональные значения $\cos \varphi$, и т. п. Заметим, что получение подобных зависимостей между интегральными параметрами в рамках обычной теории АМ требует детального расчета машины и не имеет наглядного физического смысла. Так, например, аналогом (7.62) будет $s \approx I_2' R_2' / E_1$, где приведенные значения вторичного тока I_2' и сопротивления R_2' , а также ЭДС E_1 — неизвестные величины, подлежащие расчету.

Векторные диаграммы для комплексных амплитуд электромагнитных величин показаны для двигательного (рис. 7.27, а) и генераторного (рис. 7.27, б) режимов АМ на основе полученных выше соотношений. Они хорошо согласуются с классической векторной диаграммой АМ, построенной для интегральных величин

(см. рис. 7.2, а), если считать, что вторичные ток (аналог A_{2m}) и ЭДС (аналог E_m) совпадают по фазе ($\psi_2=0$), как это имеет место при малых скольжениях s , реализуемых для режимов работы, близких к номинальному. Этому допущению, в частности, соответствует линейная механическая характеристика асинхронного двигателя в рабочем диапазоне моментов (рис. 7.2, б).

Приближенный учет магнитного рассеяния в АМ. Распространение дифференциальной теории на режимы АМ со значительными скольжениями в общем виде затруднительно, так как при локальном одномерном описании процессов в АМ сложно учесть действие таких, например, факторов, как лобовое рассеяние, падение напряжения в проводниках вне активной зоны и т. п. Тем не менее дифференциальная теория позволяет выявить некоторые общие закономерности, связанные с проявлением полей рассеяния.

Оценим в качестве примера влияние пазового рассеяния ротора на основные показатели АМ. Пусть ротор содержит прямоугольные пазы высотой h_2 и шириной b_2 с пазовым шагом t_2 (рис. 7.2б), в которые уложена короткозамкнутая обмотка. Свяжем оси x, y, z с ротором, причем начало координат O' поместим в середине дна паза. Согласно общепринятым допущениям индукцию поля пазового рассеяния считаем однокомпонентной (B_{x2}), а плотность тока в пазу (j_2) — постоянной по сечению паза. Последнее условие соответствует случаю, когда короткозамкнутая обмотка ротора выполнена многовитковой и ее витки соединены последовательно. Для стержневых проводников ротора j_2 при больших s зависит от y из-за эффекта вытеснения тока. Поскольку нас в данном случае интересуют в большей степени качественные, чем количественные оценки влияния рассеяния, эту зависимость не будем учитывать. Задачу рассматриваем в плоскости xy , считая $\partial/\partial z=0$. Таким образом, речь идет о приближенном учете осредненной по сечению проводников в пазу ЭДС, наводимой полем пазового рассеяния и соответствующей магнитной проводимости пазового рассеяния, а влияние вихревых токов в проводниках ротора не учитывается.

Из условия однокомпонентности магнитного поля в пазу и уравнения $\text{div } \mathbf{B}=0$ следует, что B_{x2} не зависит от x и, согласно уравнениям Максвелла,

$$-\partial B_{x2}/\partial y = \mu_0 j_2 k_{n2}; \quad (7.75)$$

$$\partial E_2'/\partial y = -\partial B_{x2}/\partial t, \quad (7.76)$$

где k_{n2} — коэффициент использования паза; E_2' — электрическая напряженность по оси z , создаваемая полем пазового рассеяния.

Интегрируя (7.75) при очевидном граничном условии $B_{x2}|_{y=0}=0$, для комплексных амплитуд запишем

$$\dot{B}_{x2m} = -\mu_0 k_{n2} \dot{j}_{2m} y. \quad (7.77)$$

При интегрировании (7.76) учитываем, что частота изменения тока и поля в пазу равна ωs , т. е., согласно (7.19), $\partial/\partial t = i\omega s$. Граничным условием является отсутствие поля E_2' при $y = h_2$, так как благодаря стальному сердечнику ротора линии поля B'_{x2} (рис. 7.26) замыкаются при $y < h_2$ и для любого контура в плоскости $y = h_2$ потокосцепление от B_{x2} отсутствует. Для комплексных амплитуд

$$\dot{E}_{2m}' = 0,5 (y^2 - h_2^2) i \omega s \mu_0 k_{n2} \dot{j}_{2m}, \quad (7.78)$$

или после осреднения по y

$$\dot{E}_{mcp}' = \frac{1}{h_2} \int_0^{h_2} \dot{E}_{2m}' dy = -i \omega s h_2^2 \mu_0 k_{n2} \dot{j}_{2m} / 3. \quad (7.79)$$

Кроме того, в проводниках ротора наводится электрическое поле $\dot{E}_{2m}$ за счет изменения основного магнитного поля в зазоре. Как и при выводе (7.57), с учетом $\partial/\partial t = i\omega s$ получим

$$\dot{E}_{2m} = -s v_1 B_m. \quad (7.80)$$

По закону Ома $\dot{j}_{2m} = \sigma_2' (\dot{E}_{2m} + \dot{E}_{mcp}')$. Используя (7.79) и (7.80), запишем

$$\dot{j}_{2m} = \frac{\sigma_2' s v_1 B_m [(i \sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3) - 1]}{1 + (\sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2}. \quad (7.81)$$

Таким образом, если без учета пазового рассеяния плотность тока $\dot{j}_{2m}$ линейно зависела от s согласно (7.58), то теперь эта зависимость имеет насыщающийся характер, причем с ростом s увеличивается реактивная составляющая $\dot{j}_{2m}$. Такие же выводы следуют из классической теории АМ.

Очевидно, $\dot{j}_{2m} = \dot{A}_{2m} / (b_2^* h_2 k_{n2})$, где $b_2^* = b_2 / t_2$ или с учетом (7.55)

$$\dot{j}_{2m} = -i k \delta'' \dot{B}_{2m} (\mu_0 b_2^* h_2 k_{n2}). \quad (7.82)$$

Приравнявая (7.81) и (7.82) и полагая $\dot{B}_{2m} = B_m - \dot{B}_{1m}$, находим $\dot{B}_{1m}$, а затем $\dot{A}_{1m}$ с учетом (7.54)

$$\begin{aligned} \dot{A}_{1m} = B_m \left\{ \frac{\sigma_2' v_1 b_2^* h_2 k_{n2} s}{k_{01} [1 + (\sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2]} - \right. \\ \left. - i \left[\frac{k \delta''}{k_{01} \mu_0} + \frac{\mu_0 b_2^* h_2^3 k_{n2} v_1 \omega s^2 (\sigma_2')^2}{3 k_{01} [1 + (\sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2]} \right] \right\}. \quad (7.83) \end{aligned}$$

Если построить векторную диаграмму, соответствующую системе координат ротора, для электромагнитных величин, которые изменяются с циклической частотой ωs , и учесть пазовое рассеяние ротора, то она будет подобна диаграмме на рис. 7.27, а, но

вектор A_{2m} повернется на угол ψ_2 (в положении A'_{2m}) благодаря реактивной составляющей j_{2m} . Это вызовет также поворот A_{1m} , как показано пунктиром на рис. 7.27, а, и соответствующее снижение $\cos \phi$.

Электрическая напряженность в статорной обмотке

$$\dot{E}_{1m} = \dot{E}_{2m} - v' B_m, \quad (7.84)$$

где v' — скорость статора относительно ротора.

Поскольку $v' = v_1(1 - s)$, имеем с учетом (7.80)

$$\dot{E}_{1m} = -v_1 B_m. \quad (7.85)$$

Полная мощность, потребляемая АМ на единицу площади активной зоны,

$$S'_1 = 0,5 \dot{E}_{cm} A_{1m}^*, \quad (7.86)$$

где $\dot{E}_{cm} = -k_{01} \dot{E}_{1m} = k_{01} v_1 B_m$ — комплексная амплитуда электрической напряженности сети.

Соответствующая активная мощность, определяемая действительной составляющей S'_1 , с учетом (7.83)

$$P'_1 = \frac{v_1^2 B_m^2 \sigma_2' b_2^* h_2 k_{n2} s}{1 + (\sigma_2' \omega s \mu_0 k_{n2} h_2^2 / 3)^2}. \quad (7.87)$$

По-прежнему фаза B_m принята нулевой, т. е. $\dot{B}_m = B_m$. Как следует из (7.87), учет пазового рассеяния ротора приводит к нарушению линейной зависимости P'_1 от s , выражаемой (7.70). Функция $P'_1(s)$ при увеличении s вначале растет, а затем падает, как и по формулам классической теории АМ. Из условия $dP'_1/ds = 0$ находится скольжение, соответствующее максимуму P'_1 :

$$s_m = 3, (\sigma_2' \omega \mu_0 k_{n2} h_2^2), \quad (7.88)$$

где $h_2 = A_2 / (j_2 b_2^* k_{n2})$. Для прямоугольных пазов и короткозамкнутой обмотки обычно $b_2^* \approx 0,2 \dots 0,4$; $k_{n2} \approx 0,6 \dots 0,9$.

Можно показать, что для проводника в прямоугольном пазу ротора достаточно большой глубины характерная глубина проникновения электромагнитного поля по порядку величины примерно такая же, как для полупространства, т. е. $\Delta_B = \sqrt{2 / (\mu_3 \sigma_2' k_{n2} \omega s)}$. С учетом (7.88) отсюда следует, что с точностью до коэффициентов осреднения * $s = s_m$ при $\Delta_B \approx h_2$. Когда $s > s_m$, имеем $\Delta_B < h_2$, т. е. поле не проникает на всю глубину проводника, электромагнитное взаимодействие поля с обмоткой ротора ослабляется, что и приводит к падению $P'_1(s)$.

Полученные оценки дают в основном качественное описание влияния рассеяния на характеристики АМ. В реальных машинах

* Различие в коэффициентах связано, в частности, с тем, что рассматривается не стержневая обмотка, а многовитковая короткозамкнутая обмотка ротора.

кроме пазового рассеяния ротора большую роль играет лобовое и дифференциальное рассеяние статора и ротора, а также пазовое рассеяние статора. Необходимо также иметь в виду, что с увеличением s в (7.87) снижается B_m из-за падения напряжения в обмотке статора, которое возрастает по мере увеличения нагрузки.

Если учесть активное сопротивление первичной обмотки и ее пазовое рассеяние, то электрическую напряженность сети можно представить в виде

$$\dot{E}_{cm} = k_{01} v_1 \dot{B}_m + \dot{A}_{1m} (\sigma_1' b_1^* h_1 k_{n1}) + i \omega \mu_0 \dot{A}_{1m} h_1 / (3b_1^*), \quad (7.89)$$

где σ_1' — усредненная удельная проводимость материала статорной обмотки; $b_1^* = b_1/t_1$ — относительная ширина паза; h_1 — высота паза (рис. 7.26); k_{n1} — коэффициент использования паза статора.

В правой части (7.89) первое слагаемое соответствует напряженности, компенсирующей электрическое поле от основного вращающегося магнитного потока, второе слагаемое — удельному (на единицу длины по оси z) падению напряжения на активном сопротивлении обмотки (j_1/σ_1'), а третье — усредненному по высоте паза удельному падению напряжения из-за пазового рассеяния статора. Как и $\dot{E}'_{mcp}$ для ротора, оно находилось интегрированием уравнений, аналогичных (7.75) и (7.76), в системе координат, начало которой O'' совмещалось с серединой среза паза статора (рис. 7.26), при граничных условиях: $B_{x1}|_{y=h_1}=0$ для индукции пазового рассеяния и $E_1'|_{y=0}=0$ для дополнительной напряженности из-за пазового рассеяния статора (последнее условие соответствует замыканию линий поля B_{x1} в области $y>0$).

В интегральной форме аналогом (7.89) будет известное соотношение $\dot{U}_c = -\dot{E}_1 + I_1 R_1 + i I_1 X_1$, где $\dot{U}_c$ — напряжение сети; $\dot{E}_1$ — ЭДС от основного потока; $I_1 R_1$ и $I_1 X_1$ — падения напряжения в статоре. Значение $\dot{A}_{1m}$ можно выразить через $\dot{B}_m$ и s с помощью (7.83), тогда из (7.89) при $\dot{E}_{cm} = \text{const}$ следует, что с ростом s должно уменьшаться $\dot{B}_m$. Поскольку в (7.87) входит B_m^2 , падение P_1' при значительных s существенно больше, чем по (7.87), в предположении $\dot{B}_m = \text{const}$. Таким образом, действительное значение s_m , соответствующее максимуму P_1' , будет заметно меньше, чем по (7.88).

Используя те же соображения, что и при выводе формулы (7.89), в рамках дифференциальной теории можно получить выражения для P_1' и $\cos \phi$ с учетом активного сопротивления обмотки статора и пазового рассеяния как роторной, так и статорной обмоток, однако формулы получаются громоздкими, а их точность остается невысокой, поскольку лобовое и дифференциальное виды рассеяния по-прежнему не учитываются, как и при выводе (7.87).

Учет рассеяния в рамках дифференциального метода может использоваться для уточнения $\cos \varphi$. С этой целью найдем вначале максимальную энергию поля пазового рассеяния статора B_{x1} при прямоугольных пазах, используя систему координат с началом в точке O'' (рис. 7.26). Для одного паза эта энергия

$$W_{\pi} = b_1 l \int_0^{h_1} B_{x1m}^2 / (2\mu_0) dy, \quad (7.90)$$

причем $B_{x1m} = \mu_0 k_{\pi 1} j_{1m} (h_1 - y)$, как это следует из (7.75), при граничном условии $B_{x1}|_{y=h_1} = 0$.

Энергия поля рассеяния, приходящаяся на единицу площади активной зоны, $W_{\pi}' = W_{\pi} / (lt_1)$. Интегрируя (7.90), получим

$$W_{\pi}' = \mu_0 h_1 A_{1m}^2 / (6b_1^*). \quad (7.91)$$

Реактивную мощность пазового рассеяния статора $Q' = \omega W_{\pi}'$ можно формально добавить к мнимой части S_1' , т. е. записать (7.69) в виде

$$S_1' = 0,5k\delta'' v_1 B_m^2 (Rm + i)\mu_0 + i\omega\mu_0 h_1 A_{1m}^2 / (6b_1^*)$$

или с учетом $v_1 = \omega D / (2p)$ и (7.63)

$$S_1' = \omega \left[\frac{A_2 B_m D}{2\sqrt{2}p} + i \left(\frac{\delta'' B_m^2}{2\mu_0} + \frac{\mu_0 h_1 A_1^2}{3b_1^*} \right) \right], \quad (7.92)$$

откуда

$$\cos \varphi = \left\{ 1 + \left[\frac{\sqrt{2} p \delta'' B_m}{\mu_0 A_2 D} \left(1 + \frac{2\mu_0^2 A_1^2 h_1}{3b_1^* B_m^2 \delta''} \right) \right]^2 \right\}^{-0,5}. \quad (7.93)$$

За счет пазового рассеяния статора $\cos \varphi$ снижается. Аналогичным образом можно учесть в формуле для $\cos \varphi$ пазовое рассеяние ротора, но его роль в режимах, близких к номинальному, невелика, так как изменение магнитной энергии поля рассеяния ротора происходит с циклической частотой ωs .

В общем виде влияние рассеяния на $\cos \varphi$ учитывается увеличением мнимой части (7.69) путем введения коэффициента реактивной мощности $k_Q > 1$:

$$S_1' = 0,5k\delta'' v_1 B_m^2 (Rm + k_Q i) / \mu_0. \quad (7.94)$$

Вместо (7.74) получим

$$\cos \varphi = \text{sign } s \left/ \sqrt{1 + \left(\frac{\sqrt{2} k_Q p \delta'' B_m}{\mu_0 A_2 D} \right)^2} \right. . \quad (7.95)$$

Значение k_Q по смыслу есть отношение всей реактивной мощности (т. е. мощности на создание всего магнитного поля АМ)

к реактивной мощности зазора (т. е. мощности на создание магнитного поля в рабочем зазоре). В частности, когда учитывается только пазовое рассеяние статора, значение k_Q определяется входящим в (7.93) выражением в круглых скобках. В более общем случае $k_Q \approx (I_\mu^2 X_\Gamma + I_1^2 X_1) / (I_\mu^2 X_\Gamma) = 1 + (I_1/I_\mu)^2 (X/X_\Gamma)$, где I_μ и I_1 — намагничивающий и первичный токи; X_Γ и X_1 — главное индуктивное сопротивление и сопротивление рассеяния обмотки статора. Обычно $(I_1/I_\mu) \approx s X_\Gamma / R_2' \approx 2...4$, $(X/X_\Gamma) \approx 0,02...0,05$. Значение X_Γ определяется (1.33).

Согласно вспомогательным оценкам можно приближенно выбирать k_Q от 1,2...1,3 для $\lambda \geq 2,5$ до 1,5...1,7 при $\lambda \leq 0,5$.

Основные расчетные соотношения АМ. Электромагнитная мощность асинхронного двигателя (АД) с учетом (7.71) и $v_1 = \pi D f / p$

$$P_1 = P_1' \pi D l = \pi^2 f A_2 B_m \lambda D^3 / (\sqrt{2} p). \quad (7.96)$$

Если учесть, что $B_m \approx \sqrt{2} \alpha_\delta k_B B_\delta$, $f = pn/60$ и, как следует из (7.67) и (7.74), $A_2 = k_{01} A_1 \cos \varphi$ (при $k_Q = 1$), то (7.96) легко приводится к известному выражению для полной расчетной мощности АД: $P_p = P_1 / \cos \varphi = \alpha_\delta k_B k_{01} A_1 B_\delta n_1 \lambda D^3 / 6$. Все величины в формулах измеряются в единицах СИ, а частота вращения — в об/мин.

Главные размеры АД находятся следующим образом. Если значение λ выбирается согласно общим рекомендациям (например, $\lambda = 1,6 p^{-2/3}$), то из (7.96) находится D и производится дальнейший расчет двигателя. Во многих случаях, однако, можно отказаться от изначального выбора λ и находить размеры машины с учетом ограничений на механическую постоянную времени T_J , как это осуществляется, например, в § 1.3. Определим T_J как

$$T_J = J \omega_1 / M_n = J \omega_1^2 / P_1, \quad (7.97)$$

где ω_1 — угловая синхронная скорость; M_n — номинальный электромагнитный момент.

Момент инерции J определяется через массу цилиндрического ротора

$$M_p = \pi D^3 \lambda k_\gamma \gamma_{ст} / 4 \quad (7.98)$$

как

$$J = M_p D^2 / 8, \quad (7.99)$$

где $k_\gamma \gamma_{ст}$ — средняя плотность ротора, выраженная через плотность стали $\gamma_{ст}$ и коэффициент плотности k_γ , учитывающий конструктивную структуру ротора (наличие в нем каналов и полостей, торцовые элементы и т. п.).

Постоянная T_J по физическому смыслу примерно соответствует времени торможения отключаемого АД под действием постоянного номинального нагрузочного момента. Значение T_J отлича-

ется от времени пуска двигателя T_n из-за сильной зависимости электромагнитного момента M от скольжения s . В ряде случаев, когда $\int_{s_n}^1 M ds \approx (1 - s_n) M_n$, значения T_j соответствуют T_n . Из (7.96), (7.99) с учетом $\omega_1 = v_1 / (0,5 D)$ следует

$$D = 2 \sqrt{\sqrt{2} p A_2 B_m T_{j1} (\pi k_Y \gamma_{ст} f)}; \quad (7.100)$$

$$\lambda = \sqrt[3]{2 p P_1 (\pi^2 f A_2 B_m D^3)}. \quad (7.101)$$

Таким образом, если заданы значения p , f и T_j , имеем $D \propto \sqrt{A_2 B_m}$, т. е. при увеличении электромагнитных нагрузок диаметр D должен увеличиваться, чтобы обеспечивалось сохранение T_j . Если же фиксированы p , f , A_2 и B_m , то $D \propto \sqrt{T_j}$, т. е. увеличение T_j обеспечивается за счет возрастания D . При тех же условиях имеем $\lambda \propto P_1$. Рост P_1 обеспечивается пропорциональным удлинением активной зоны при сохранении поперечных размеров машины.

Полученные формулы отражают также влияние на основные размеры машины со стороны синхронной частоты вращения n_1 , так как $f/p = n_1/60$.

Если заданы номинальная мощность $P_{ном}$, значения f и T_j , то основные показатели АД находятся следующим образом. Выбираются p , j_2 , B_m , A_2 из общих рекомендаций. Последние обычно относятся к A_1 , поэтому с учетом (7.67) ориентировочно выбирается A_2 на 20...40% меньше рекомендованных значений A_1 . Определяется $n_1 = 60 f/p$. По (7.100) находятся D и $v_1 = \pi D f/p$. Затем выбирается материал роторной обмотки и по $\sigma'_2 = k' \sigma_{ст}$ оцениваются номинальное скольжение s согласно (7.62) и скорость ротора $v = v_1 (1 - s)$, которые должны соответствовать допустимым значениям. В противном случае можно увеличить p . Частота вращения ротора $n = n_1 (1 - s)$. Электромагнитная мощность

$$P_1 \approx P_{ном} / (1 - s - \Delta p_{мех}^*), \quad (7.102)$$

где $\Delta p_{мех}^* = \Delta p_{мех} / P_{ном} \approx 0,01 \dots 0,05$ — относительное значение механических потерь, которое может предварительно выбираться в указанном диапазоне с учетом значений $P_{ном}$, n_1 и условий охлаждения.

Если машина имеет вентилятор на валу, основной вклад в $\Delta p_{мех}$ дают потери в вентиляторе, которые оцениваются по формуле $\Delta p_v \approx (2 \dots 2,5) D_v^4 b_v n^3 \cdot 10^{-4}$, где D_v и b_v — соответственно диаметр вентилятора и ширина его лопатки.

Зная P_1 , по (7.101) определяем λ . Значение λ должно согласовываться с конструктивными ограничениями, условиями охлаждения и предварительно выбранным значением k' , а также обес-

печивать существенное различие между n и критическими частотами вращения $n_{кр}(\lambda)$, соответствующими резонансным колебаниям ротора. Далее по (7.67) и (7.95) находятся A_1 и $\cos \varphi$, причем A_1 должно соответствовать рекомендованным значениям для АД, учитывающим условия охлаждения. Для АМ предварительное задание A_2 вместо A_1 более соответствует природе протекающих в активной зоне процессов, поскольку именно значение вторичного тока связано с интенсивностью преобразования энергии. Глубина паза статора $h_1 = A_1 / (j_1 b_1^* k_{п1})$, где плотность тока j_1 выбирается с учетом вида охлаждения АМ, $b_1^* \approx 0,5 \dots 0,6$; $k_{п1} \approx 0,4$ для круглых проводников.

Высота ярма статора $h_{я} = (k_{о1}/k_c)(\tau/\pi)(B_m/B_{я})$, где $B_{я}$ — амплитуда индукции в ярме; $k_{о1}$ — коэффициент рассеяния статора; k_c — коэффициент заполнения пакета сердечника сталью. Приближенно $(B_m/B_{я}) \approx 0,5$; $k_{о1} \approx 1,05 \dots 1,1$; $k_c \approx 0,95$.

Наружный диаметр сердечника статора $D_{н} = k_D D$, где $k_D = 1 + (2h_1/D) + (2h_{я}/D)$. Если приближенно принять, что объем $\pi D_{н}^2 l / 4$ соответствует объему активных элементов машины, то их масса

$$M_a = \pi k_D^2 D^3 \lambda k_1' \gamma_{ст} / 4, \quad (7.103)$$

где $k_1' \gamma_{ст}$ — средняя плотность активного объема АД, выраженная через плотность стали $\gamma_{ст}$ и коэффициент плотности k_1' , учитывающий конструктивную структуру ротора и статора, наличие активных элементов за пределами длины l (например, лобовых частей) и т. п.

Удельная масса материалов $m_a^* = M_a / P_1$. С учетом (7.96)

$$m_a^* = \frac{k_D^2 k_1' \gamma_{ст} p}{2 \sqrt{2} \pi f B_m A_2} = \frac{30 k_D^2 k_1' \gamma_{ст}}{\pi \sqrt{2} n_1 A_2 B_m}. \quad (7.104)$$

Полная удельная масса $m^* = k_k m_a^*$, где k_k — конструктивный коэффициент. Ориентировочно $k_k \approx 1,4 \dots 2$, причем k_k тем меньше, чем больше P_1 , n и λ (в допустимых пределах).

С помощью записанных формул можно сразу оценить m^* в начале расчета на основе предварительно выбранных p , f , B_m , A_2 .

При расчете потерь в АМ будем использовать подход, развитый в § 2.11, 3.6 применительно к синхронным машинам. Потери в обмотке статора $\Delta p_{a1} = j_1^2 Q_{a1} / \sigma_1$, где Q_{a1} — объем проводников обмотки статора. При отгибе лобовых частей на угол $\theta_{л} = 45^\circ$ имеем $Q_{a1} \approx \pi h_1 b_1^* k_{п1} (D + h_1) (l + \sqrt{2} \tau)$. Отклонения $\theta_{л}$ от 45° несущественно влияют на Q_{a1} . Если учесть, что $h_1 = A_1 / (j_1 b_1^* k_{п1})$, то получим $\Delta p_{a1} \propto j_1 A_1$. Поэтому во многих случаях по значению произведения $j_1 A_1$ оцениваются тепловые нагрузки машин (§ 1.3).

Электрические потери в обмотке ротора $\Delta p_{a2} = j_2^2 Q_{a2} / \sigma_2'$, где $Q_{a2} = \pi D l \Delta$ — объем проводников ротора в пределах длины l (наличие внешних элементов обмотки ротора учитывается значением

σ_2'); Δ — эквивалентная толщина токового слоя ротора ($\Delta = A_2/j_2$). С учетом (7.58) и (7.71) $\Delta p_{a2} = 0,5 s v_1 A_{2m} B_m \pi D^2 \lambda = s P_1$, что совпадает с известной формулой теории АМ.

Объем стали зубцов статора $Q_{z1} \approx \pi k_1 l (1 - b_1^*) (D + h_1) k_c$, их масса $M_z = \gamma_{ст} Q_{z1}$. Соответственно объем и масса стали ярма статора $Q_y = \pi l h_y (D + 2h_1 + h_y) k_c$; $M_y = \gamma_{ст} Q_y$.

Зная массы M_z и M_y , можно найти потери в стали статора при известных частоте и индукции, причем индукция в зубцах $B_z \approx B_m / (1 - b_1^*)$.

Механические потери оцениваются по значениям D , l , n и условиям охлаждения с помощью известных формул. Добавочные потери $\Delta p_d \approx 0,01 P_n$. По суммарным потерям Δp оценивается КПД двигателя

$$\eta = P_n / (P_n + \Delta p).$$

Параметры статорной обмотки находятся с учетом номинального фазного напряжения двигателя $U_{ном}$. Число витков фазы $\omega_1 = k_E U_{ном} / (4 k_a k_{01} f \Phi_0)$, где $k_E = E_1 / U_{ном} \approx 1 \mp 27 \delta / (\tau q k_{01}^2)$ (знак «—» для АД, «+» для АГ), $\Phi_0 = 2 B_m \tau l / \pi$ (при синусоидальном распределении индукции).

Задаваясь числом пазов на полюс и фазу q , согласно известным рекомендациям ($q = 1,5; 2; 3 \dots$) находим число проводников в пазу u_n по (2.64). Значения ω_1 и u_n должны округляться до целых величин, что может потребовать корректировки проведенных ранее расчетов. Ток в обмотке статора $I_1 = \pi D A_1 / (2 \omega_1 m)$, сечение провода $s_{пр} = I_1 / j_1$. Аналогично, по выбранным значениям j_2 и A_2 рассчитывается обмотка ротора.

Соотношения между числами зубцов Z_1 для статора и Z_2 для ротора должны соответствовать известным ограничениям.

Если известны номинальные значения показателей $P_{1ном}$, $A_{1ном}$, $j_{1ном}$, $I_{1ном}$, $A_{2ном}$, $j_{2ном}$, $s_{ном}$, $R_{mном}$ и потери $\Delta p_{a1ном}$, $\Delta p_{a2ном}$, $\Delta p_{стном}$ (потери в стали, состоящие в основном из потерь в зубцах и ярме статора), $\Delta p_{мехном}$, $\Delta p_{добном}$, то можно построить рабочие характеристики АД следующим образом.

Задается ряд значений j_2 , для них находятся $A_2 = A_{2ном} j_2 / j_{2ном}$, P_1 по (7.96), $s = s_{ном} j_2 / j_{2ном}$, $R_m = R_{mном} j_2 / j_{2ном}$, A_1 по (7.67), $I_1 = I_{1ном} A_1 / A_{1ном}$, $\cos \varphi$ по (7.95), $P_2 = P_1 (1 - s) - \Delta p_{мехном}$, $\Delta p_{a1} = \Delta p_{a1ном} (A_1 / A_{1ном})^2$, $\Delta p_{a2} = \Delta p_{a2ном} (j_2 / j_{2ном})^2$, $\eta = P_2 / (P_2 + \Delta p_{a1} + \Delta p_{a2} + \Delta p_{стном} + \Delta p_{мехном} + \Delta p_{добном})$.

При режиме холостого хода ($s = 0$, $A_2 = 0$), согласно (7.67), имеем $A_{1\mu} = \sqrt{2} p \delta'' B_m / (k_{01} \mu_0 D)$ и намагничивающий ток $I_\mu = I_{1ном} A_{1\mu} / A_{1ном}$. Легко показать, что $I_\mu = \pi p F_\delta / (m \sqrt{2} k_{01} \omega_1)$, $F_\delta = \delta'' B_m / \mu_0$. Эти формулы согласуются с (1.31). По результатам расчетов строятся зависимости s , $\cos \varphi$, I_1 , η от P_2 .

При расчете генератора, работающего с заданной частотой f_1 и фиксированной постоянной T , расчет основных показателей

проводится аналогичным образом, но скольжение s берется отрицательным, поэтому $Rm < 0$, $\cos \varphi < 0$. Окружная скорость ротора $v = \pi D(1-s)f/p$ во всех случаях должна быть меньше предельного значения $v_{\max}$, определяемого прочностью ротора.

Для некоторых типов АД или асинхронных генераторов, работающих на автономную нагрузку, может представить интерес расчет машины на предельные окружные скорости ротора v_m , определяемые прочностными ограничениями.

Введем для этого случая понятие механической мощности АМ: $P_{\text{мех}} = P_1 - \Delta p_{a2} = P_1(1-s)$. С учетом (7.71) и $v_1 = v_m/(1-s)$ запишем

$$P_{\text{мех}} = \pi v_m A_2 B_m \lambda D^2 / \sqrt{2}. \quad (7.105)$$

Определим для таких режимов механическую постоянную как

$$T_J' = J \omega_p^2 / P_{\text{мех}}, \quad (7.106)$$

где ω_p — угловая скорость ротора, соответствующая v_m ($\omega_p = 2\pi v_m/D$).

Для двигательного режима T_J' по-прежнему характеризует время торможения ротора под действием нагрузки; для генераторного режима — время запуска машины при холостом ходе под действием номинального приводного момента. С учетом (7.98) и (7.99) из (7.105) и (7.106) получим

$$D = 4 \sqrt{2} A_2 B_m T_J' / (k_\gamma \gamma_{\text{ст}} v_m). \quad (7.107)$$

Если определить удельную массу АМ для этого случая как $m^{*'} = M/P_{\text{мех}}$, то с учетом (7.103) и (7.105)

$$m^{*'} = k_D^2 k_\gamma k_\kappa \gamma_{\text{ст}} D / (2 \sqrt{2} v_m A_2 B_m). \quad (7.108)$$

Подставляя (7.107) в (7.108), имеем

$$m^{*'} = 2 k_D^2 k_\kappa k_\gamma T_J' / (k_\gamma v_m^2). \quad (7.109)$$

Таким образом, наиболее эффективен способ снижения $m^{*'}$ при $T_J' = \text{idem}$ — увеличение предельной скорости ротора v_m . Зависимость $m^{*'}$ от электромагнитных нагрузок проявляется через T_J' . Скольжение, соответствующее $v_m = v_1(1-s)$, находится из (7.62):

$$s = \left(1 \pm \frac{\sigma_2' v_m B_m}{\sqrt{2} j_2} \right)^{-1}, \quad (7.110)$$

где плюс относится к двигательному, а минус — к генераторному режимам.

Значения v_m , σ_2' , j_2 должны обеспечивать $|s| \leq 0,05$. В противном случае недопустимо возрастают потери в роторе. Кроме того, при больших s , как отмечалось выше, правомерность дифферен-

Таблица 7.3

Показатели АМ	Варианты		
	1	2	3
Мощность (электромагнитная/номинальная) P_1/P_n , кВт	13,5/13	11/10	30/28
Рабочая температура, t , °С	75	200	200
Механическая постоянная, T_J , с	0,15	0,2	0,5
Частота в статоре f , Гц	50	400	715
Синхронная частота вращения n_1 , (об/мин)	1500	12 000	21 450
Амплитуда индукции B_m , Тл	0,8	0,7	0,7
Линейная нагрузка, А/см:			
статора A_1	310	301	283
ротора A_2	262	200	200
Плотность тока, А/мм ² :			
в статоре j_1	5,1	12	12
в роторе j_2	3,4	10	10
Диаметр активной зоны, м	0,182	0,06	0,07
Расчетный зазор δ'' , мм	1	0,7	0,7
Геометрический фактор λ	0,6	2,62	2,5
Глубина паза статора h_1 , мм	25,5	10	9
Высота ярма статора h_n , мм	29	9	9,6
Скорость ротора v , м/с	14,1	36,2	80
Эффективная вторичная проводимость σ_2' , 1/Ом·м	15,5·10 ⁶	14·10 ⁶	14·10 ⁶
Коэффициент проводимости k'	0,675	0,8	0,8
Скольжение s	0,0267	0,0383	—0,0183
Коэффициент мощности $\cos \varphi$	0,89	0,673	—0,73
Коэффициент реактивной мощности k_Q	1,4	1,2	1,2
Потери, Вт:			
в обмотке статора Δp_{a1}	714	546	707
в обмотке ротора Δp_{a2}	404	425	550
в ярме статора Δp_a	202	203	753
в зубцах статора Δp_z	77	157	587
механические $\Delta p_{мех}$	100	500	1530
добавочные Δp_d	130	100	300
КПД η	0,886	0,838	0,873
Удельная масса активных материалов m_a^* , кг/кВт	4,1	0,76	0,42
Конструктивный коэффициент k_k	1,8	1,5	1,5
Удельная масса машины m^* , кг/кВт	7,4	1,2	0,64
Полная удельная масса m_T^* , кг/кВт	7,4	1,2	1,3
			(с батарей конденсаторов)

циальной теории АМ нарушается. Требуемая частота тока в статоре

$$f = p v_m / [\pi D (1 - s)]. \quad (7.111)$$

Если заданы значения v_m , T_1' , A_2 , B_m , $P_{\text{мех}}$, то вначале проводится предварительная оценка $m^{*'} по (7.109), затем находятся D и λ по (7.107) и (7.105), s , v_1 , f , $\cos \varphi$ по (7.95) и A_1 по (7.67), после чего оцениваются размеры статора, потери, КПД и уточняется значение m^* .$

Реактивная мощность возбуждения АГ находится с учетом (7.72)

$$Q = k_Q \pi^2 f \delta'' B_m^2 \lambda D^2 \mu_0. \quad (7.112)$$

Значение Q позволяет оценить массу конденсаторов, необходимую для возбуждения асинхронного генератора, работающего на автономную нагрузку.

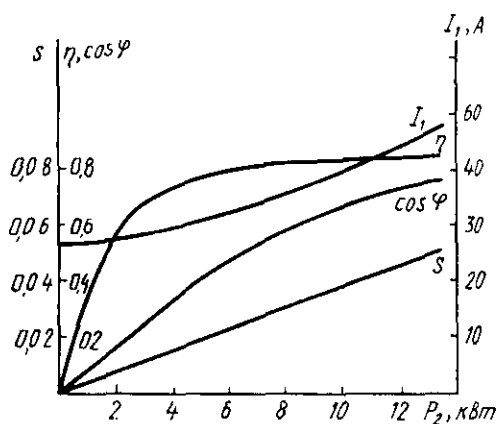


Рис. 7.28. Рабочие характеристики АД мощностью 10 кВт

тора набираются из листовой стали марки Э11 толщиной 0,5 мм (вариант 1) и марки Э21 (сталь 1311) толщиной 0,35 мм (варианты 1 и 3). Принимается, что расчетный зазор δ'' вдвое больше конструктивного, т. е. $k_s k_u = 2$. Материал обмотки статора — медь, обмотки ротора — алюминий. Коэффициент плотности $k_T \approx k_T'$ задавался в диапазоне 0,85 ... 0,9.

Вариант 1 по исходным данным и параметрам близок к АД общепромышленного применения. Для основных показателей дифференциальная теория дает примерно те же значения, что и обычная теория, хотя время на их получение во много раз меньше.

Вариант 2 соответствует высокооборотному электроприводу (например, для авиационных энергоустановок). Пониженные зна-

чения $\cos \varphi$, как следует из (7.96), связаны с относительно малым диаметром ротора D , который обеспечивает заданное быстродействие (T_J). На рис. 7.28 показаны рабочие характеристики двигателя, построенные описанным выше способом при $U_{ном} = 140$ В, $q=2$, $u_n=6$, $\omega=24$.

Асинхронный генератор (вариант 3) рассчитывается на предельно допустимую скорость ротора $v_m=80$ м/с. Для его возбуждения используется батарея конденсаторов типа К75-10 с удельной массой $m_c^*=0,6$ кг/(кВ·А) при $f=715$ Гц. Предполагается, что АГ работает на чисто активную нагрузку. При индуктивном характере нагрузки масса конденсаторов должна быть увеличена.

Интересно, что переход в варианте 3 к $p=1$ при прочих равных условиях приводит к увеличению $|\cos \varphi|$ до 0,94 и двукратному снижению реактивной мощности АГ, однако m^* при этом практически не изменяется (1,3 кг/кВт), так как, во-первых, увеличивается удельная масса машины (до 0,75 кг/кВт) из-за двукратного возрастания h_n и увеличения k_D от 1,63 до 1,8 и, во-вторых, увеличивается удельная масса конденсаторов [до 0,8 кг/(кВ·А)] из-за двукратного снижения частоты.

На рис. 7.29 приведены основные характеристики генератора при активной нагрузке: характеристика х.х. $E_1(I_\mu)$ и напряжения на емкости $U_C(I_\mu)$ для номинальной частоты (715 Гц), внешняя $U(I)$, частотная $f(I)$, магнитная $B_\delta(I_\mu)$. Принималось $q=2$, $u_n=4$, $Z_1=24$, $Z_2=32$, $b_2^*=0,5$, $k_{им2}=0,8$. Номинальное напряжение генератора $U=200$ В, ток статорной обмотки $I_1=69$ А, ток нагрузки $I=50$ А, намагничивающий ток $I_\mu=47$ А, вторичное приведенное сопротивление $R'_2=0,071$ Ом. Внешние характеристики строились для режима $n=\text{const}$ в предположении малости параметров R_1 , X_1 , X'_2 графоаналитическим способом (см. § 7.3). Точка A соответствует номинальному режиму ($U=200$ В), точка A' (пересечение пунктирных кривых $E_1(I_\mu)$ и $U_C(I_\mu)$) — режиму с $R_n=0,2R_{нном}$ ($U=172$ В). Было также получено аналитическое представление внешней характеристики согласно (7.11) при аппроксимации магнитной характеристики формулой $B_\delta=I_\mu/(18,4+1,05I_\mu)$, соответствующей рабочему участку кривой $B_\delta(I_\mu)$ с точностью порядка 10%. Внешняя характеристика показана штрих-пунктирной линией на рис. 7.29 и достаточно близка к основной кривой (сплошная линия на рис. 7.29).

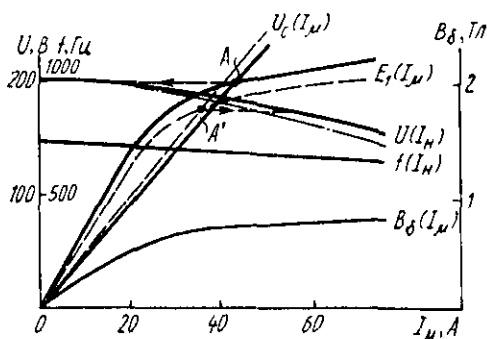


Рис. 7.29. Характеристики высокофорсированного АГ мощностью 30 кВт

При расчете АГ проявляется одно из достоинств дифференциального метода, связанное с тем, что не нужно заранее знать рабочее напряжение и согласовывать его с частотой конденсаторов, как это делается при использовании обычной теории, поскольку вначале находится f , а затем рациональное значение напряжения обеспечивается за счет варьирования числа витков обмотки статора или магнитного потока.

Снижение значений k' и k_Q для вариантов 2 и 3 определяется значительными λ , благодаря чему падает роль элементов, расположенных вне активной зоны (короткозамыкающих колец на роторе, лобовых частей статора и т. п.). Уменьшенный конструктивный коэффициент k_k для этих же вариантов связан с быстроходностью АМ, а пониженные значения B_m — с относительно высокой рабочей температурой и стремлением обеспечить нормальные значения $\cos \phi$.

Для варианта 1 было оценено значение s_m по (7.88) (учитывающее только пазовое рассеяние ротора), которое оказалось равным 0,52. При учете всех видов рассеяния в аналогичном примере по полной методике имеем $s_m = 0,11$. Полученное различие значений s_m легко объяснить, если учесть, что согласно классической теории АМ значение s_m приблизительно обратно пропорционально сумме приведенных индуктивных сопротивлений рассеяния обмоток АМ, вклад в которую со стороны пазового рассеяния ротора составляет обычно 20 ... 40%. Таким образом, как показывают вспомогательные расчеты, для предварительных грубых оценок s_m можно пользоваться формулой (7.88) с уменьшением получаемого результата в 3 ... 4 раза. По найденному таким образом значению s_m оценивается кратность максимального момента машины $M_{\max}/M_n = 0,5[(s/s_m) + (s_m/s)]$ и строится приближенная зависимость $M(s)$, необходимая для анализа динамических режимов АМ. При таком подходе получены следующие оценки. Для варианта 2: $s_m = 0,188$, $M_{\max}/M_n = 2,56$; для варианта 3: $|s_m| = 0,105$; $M_{\max}/M_n = 3$ [принималось $b_2^* = 0,25$, $k_{u2} = 0,9$, результат по (7.88) уменьшался в 4 раза]. Однако подобные оценки s_m в рамках дифференциальной теории носят сугубо приближенный характер и нуждаются в последующем уточнении на основе полных методик расчета АМ.

Таким образом, дифференциальная теория АМ позволяет быстро осуществить приближенный расчет основных показателей машины в двигательном и генераторном режимах, а также оценить в общем виде влияние различных исходных данных (числа полюсов, линейных нагрузок, индукции, механической постоянной, предельных скоростей ротора и др.) на массу, габариты и КПД асинхронной машины.

Дифференциальная теория может быть полезной на начальных этапах проектирования АМ различного типа.

Схемы алгоритмов приближенного расчета асинхронного двигателя и асинхронного генератора приведены на рис. 7.30 и 7.31 соответственно.

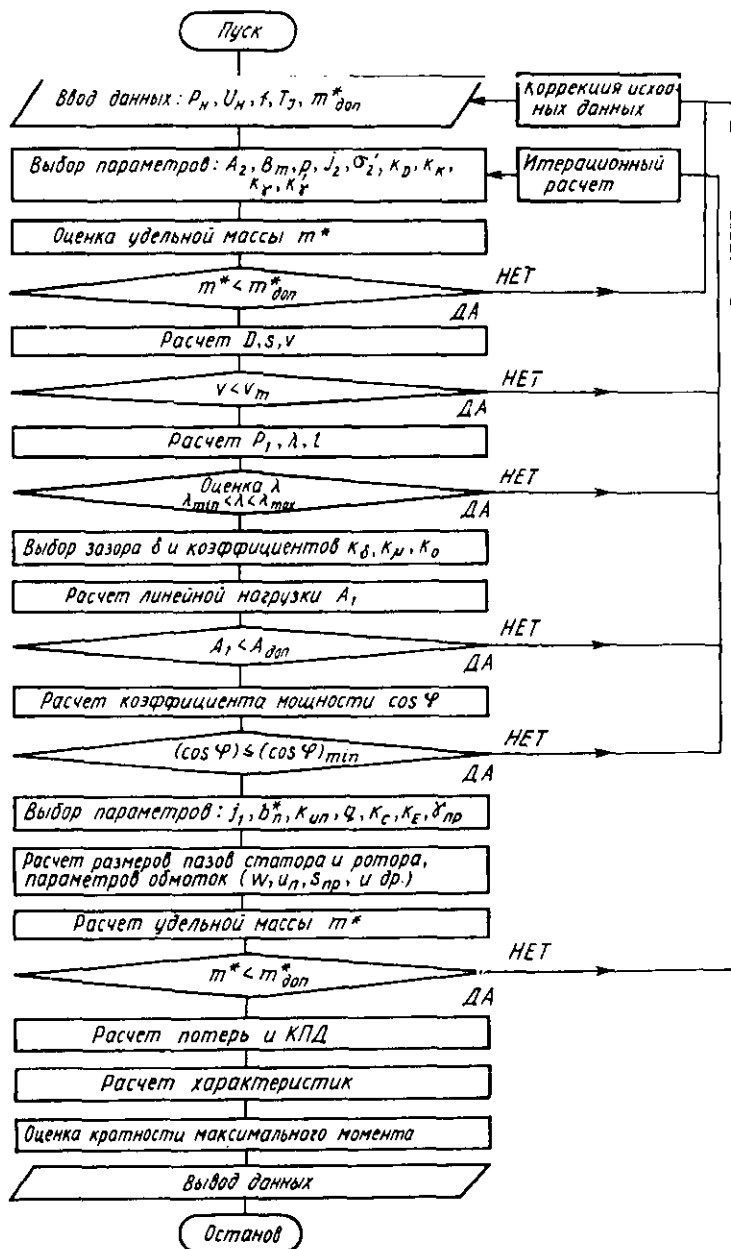


Рис. 7.30. Схема алгоритма расчета асинхронного двигателя

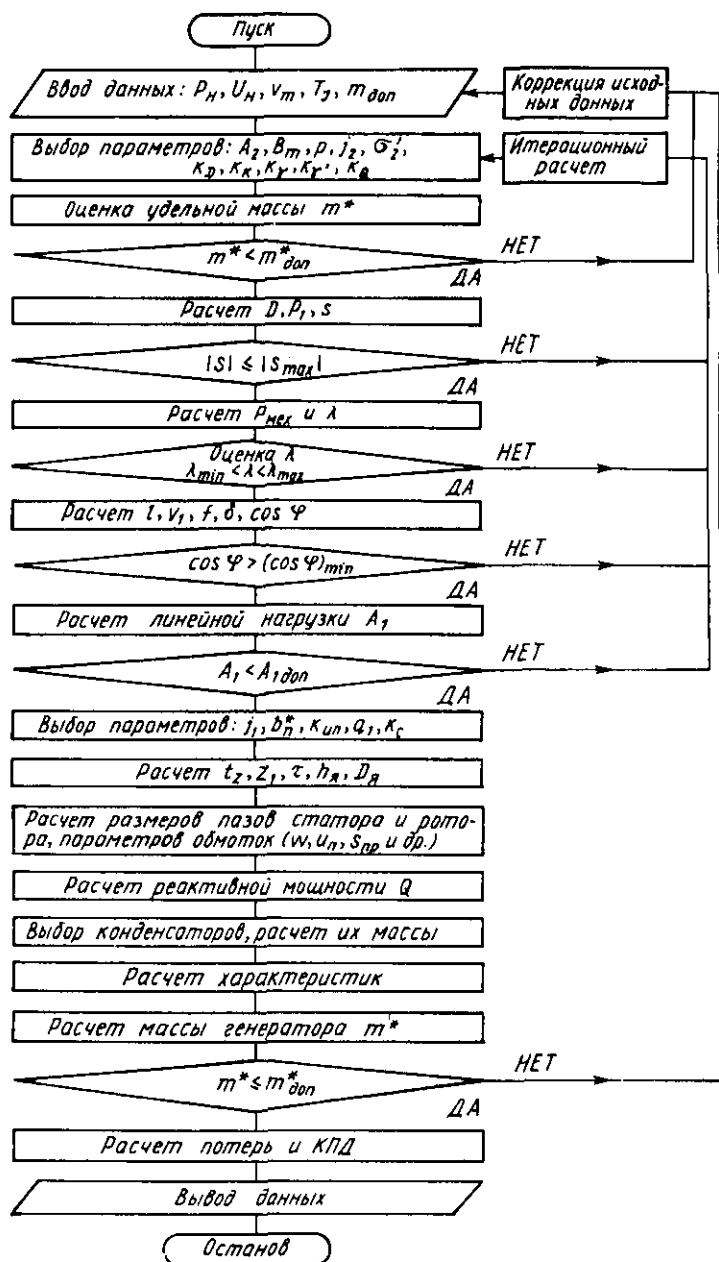


Рис. 7.31. Схема алгоритма расчета асинхронного генератора

Конструктивное исполнение АД общепромышленного типа в варианте 1 соответствует рис. 7.1. Конструкция машин в вариантах 2 и 3 имеет ряд особенностей, связанных с увеличенными значениями геометрического фактора λ (для улучшения динамических показателей), развитой системой охлаждения, расположением токоподводов и т. п. Принципы, закладываемые в конструкции АМ бортового применения, наглядно проявляются на рис. 7.32, содержащем продольный разрез авиационного АД, разработанного под руководством В. Д. Жаркова и О. Г. Клочкова. Двигатель двухскоростной с полюсопереключаемой обмоткой ($2p=4$ или 8), реверсивный, с самовентилиацией, со встроенной электромагнитной фрикционной муфтой торможения, примыкающей к правому подшипниковому щиту. Номинальное напряжение фазы составляет 115 В, частота 400 Гц, мощность 30 кВт, частота вращения до 12 000 об/мин. Режим работы повторно-кратковременный; удельная масса двигателя — примерно 1,5 кг/кВт.

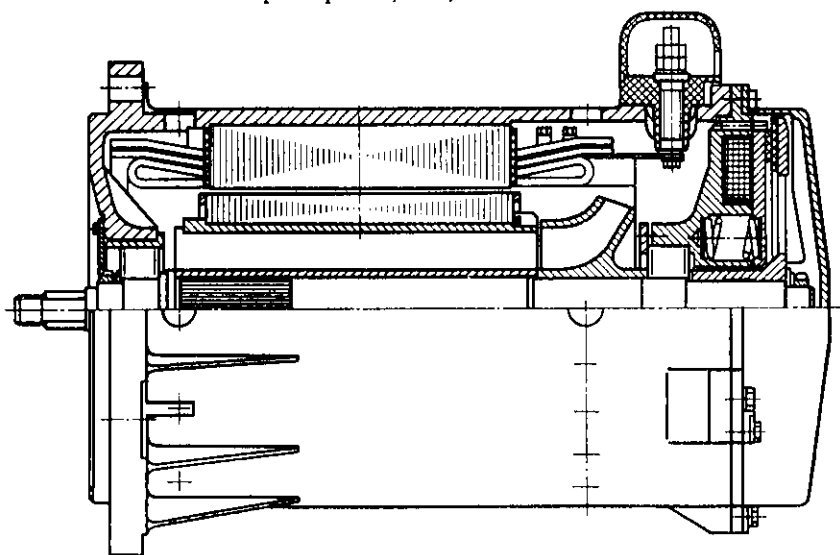
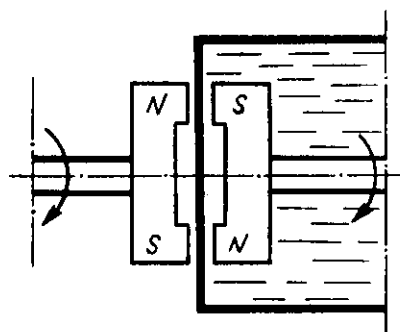


Рис. 7.32. Конструкция авиационного АД

Вопросы для самопроверки

1. Проиллюстрируйте характерные участки круговой диаграммы асинхронной машины.
2. Объясните физику процессов самовозбуждения автономного асинхронного генератора.
3. Как можно стабилизировать напряжение и частоту асинхронного генератора?
4. В чем заключается идея прямого анализа процессов в АМ на основе дифференциальных уравнений электромагнитного поля?
5. Поясните суть краевых эффектов в АМ и смысл параметра R_m .



**БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ
И МАГНИТНЫЕ
МУФТЫ**

§ 8.1. Общие положения

Для бесконтактной передачи механической энергии движения (в основном, вращения) широко применяются электромагнитные и магнитные муфты, обеспечивающие взаимодействие ведущего и ведомого звеньев механизмов посредством магнитного поля. Задачи, решаемые с помощью муфт, многообразны. Муфты позволяют осуществлять плавный пуск механизмов с повышенными пусковыми моментами (в ряде случаев превышающими пусковой момент приводного устройства), стабилизацию частоты вращения ведомого звена при переменных скоростях привода, безударные динамические режимы взаимосвязанных механизмов с резкими ускорениями и торможениями, защиту приводов от механических перегрузок при аварийных режимах нагрузочного устройства (например, заклинивании) и т. п. Особое значение имеют электромагнитные и особенно магнитные муфты в системах, где требуется передавать механическую энергию через герметичные экраны, например в вакуумные полости, емкости с высоким давлением, камеры, заполненные агрессивными средами (в химической промышленности, атомной энергетике, космической технике и т. п.). Применение в подобных случаях прямой механической передачи через экран или стенку с помощью уплотнений связано с большими трудностями или вообще невозможно.

Электромагнитные и магнитные муфты по принципу действия и конструкции подобны электрическим машинам, поскольку и в тех и в других протекают процессы взаимного преобразования механической и электрической энергии. Особый интерес для автономной энергетики представляют бесконтактные муфты, в которых созда-

ние магнитной полюсной системы на взаимодействующих частях осуществляется бесконтактным путем. При этом, как правило, используются те же конструктивные решения, что и в рассмотренных ранее БЭМ.

Во многих странах электромагнитные муфты (в том числе бесконтактные) выпускаются серийно, в СССР освоен выпуск опытных партий. Для многих технических задач муфты разрабатываются в виде единичных образцов, наиболее полно удовлетворяющих конкретным условиям работы и оптимальным режимам механизмов.

Среди многообразия электромагнитных и магнитных муфт выделим два основных класса муфт, применяемых в энергоустановках: а) муфты скольжения одноименнополюсные (индукторные) и переменнопольные (панцирные); б) синхронные муфты с обмотками возбуждения или постоянными магнитами. Существуют также муфты комбинированные (синхронно-асинхронные, со смешанным возбуждением от постоянных магнитов и обмоток подмагничивания), гистерезисные и др.

§ 8.2. Электромагнитные муфты скольжения

Принцип работы муфт скольжения основан на сочетании процессов, протекающих в асинхронных и синхронных бесконтактных машинах. Индуктор, соединяемый, например, с ведущим валом, имеет систему магнитных полюсов (как в синхронной машине), а якорь на ведомом валу содержит ферромагнитный электропроводящий элемент, по которому через рабочий зазор замыкается основной магнитный поток. При вращении индуктора в якоре наводятся ЭДС и текут токи (как в асинхронной машине). Благодаря их взаимодействию с магнитным полем создается электромагнитная сила, увлекающая якорь вслед за индуктором. Развиваемый якорем момент зависит от регулируемой магнитной индукции, скольжения, определяемого разностью частот вращения индуктора и якоря, а также от свойств материалов и конструктивного исполнения муфты. Возможно соединение якоря с ведущим, а индуктора с ведомым валами. В любом случае для создания момента на выходном валу необходимо различие скоростей якоря и индуктора, т. е. скольжение, как и в асинхронном двигателе, должно быть больше нуля, что и определяет название этого класса муфт.

Устройство муфт скольжения. Муфты скольжения бывают одноименнополюсными (индукторными) и переменнопольными (панцирными).

Схема индукторной муфты с внешним магнитопроводом приведена на рис. 8.1, а. Муфта содержит на неподвижном статоре стальной сердечник 1, охватывающий кольцевую обмотку возбуждения 2, обтекаемую постоянным током. Собственно индуктор состоит из двух магнитно изолированных стальных колец с полюсными выступами 3, обращенными к массивному ферромагнит-

ному якору 4. Статор, индуктор и якорь разделены воздушными зазорами. Создаваемый обмоткой 2 магнитный поток замыкается через индуктор и якорь (рис. 8.1, а), достигая максимального значения в полюсных выступах индуктора и минимального значения в зоне между выступами подобно тому, как это реализуется в машине, изображенной на рис. 3.18. В каждой точке рабочего зазора между индуктором и якорем магнитная индукция направлена в одну сторону, что и определяет принадлежность муфты к индукторным машинам (см. § 3.4) и их название. Распределение магнитной индукции в якоре будет примерно таким же, как на рис. 3.25, б. При вращении ведущего вала с индуктором в якоре за счет изменения индукции от максимального до минимального значений наводятся токи и благодаря электромагнитным силам момент передается на якорь и ведомый вал.

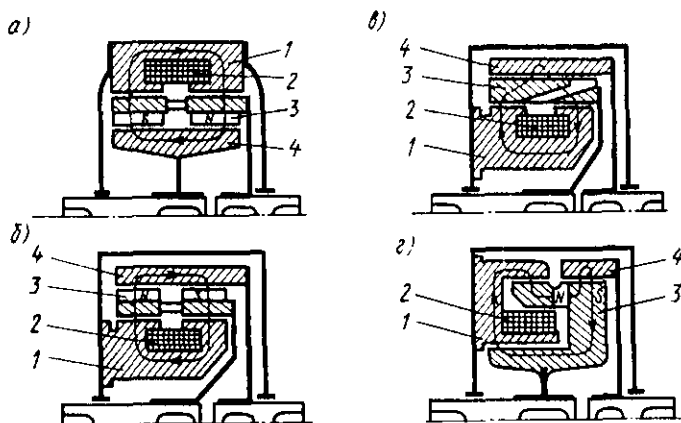


Рис. 8.1. Электромагнитные муфты скольжения индукторные (а, б) и панцирные (в, г)

На рис. 8.1, б показана индукторная муфта с внутренним магнитопроводом, имеющая меньший объем обмотки возбуждения. Достоинство индукторных муфт — относительная конструктивная простота. Их недостатком, как и всех индукторных машин, является неполное использование магнитного потока, поскольку его постоянная составляющая загружает магнитную цепь, но не дает вклада в электромагнитный момент (см. § 3.4). Это приводит к ухудшению массогабаритных показателей индукторных муфт.

Схемы панцирных муфт приведены на рис. 8.1, в, г. Их индуктор идентичен роторам БЭМ с когтеобразными полюсами противоположной магнитной полярности (см. § 3.3). В отличие от индукторов на рис. 8.1, а, б, имеющих простые радиальные выступы, индуктор (рис. 8.1, в) содержит когтеобразные осевые выступы,

соединенные немагнитной сварной вставкой, которые идентичны выступам ротора на рис. 3.13. Линии индукции основного потока замыкаются, как показано на рис. 8.1, в, создавая в якоре 4 знакопеременное магнитное поле. При вращении индуктора от ведущего вала якорь будет вращаться в ту же сторону благодаря электромагнитному взаимодействию, как в асинхронных машинах. На рис. 8.1, г приведена схема панцирной муфты, магнитная цепь которой подобна цепи БЭМ с внутризамкнутым магнитным потоком (см. рис. 3.14). В данной конструкции обмотка вынесена за пределы полюсной системы и ее размеры не ограничиваются размерами полюсов, что обеспечивает реализацию оптимальных конструкций. Магнитный поток замыкается через систему радиальных и аксиальных выступов на индукторе 3 и через якорь 4. Путь замыкания основного потока определяется теми же соображениями, которые изложены в § 3.3 (см. рис. 3.14). Переменнополюсные панцирные муфты, обладая усложненной конструкцией индуктора, обеспечивают высокое использование магнитного потока и улучшенные массогабаритные показатели.

Торцовые конструкции муфт рациональны для передачи момента вращения через плоскую стенку. Отличие одной из конструкций торцовой муфты от генератора, изображенного на рис. 3.16, а, сводится к тому, что вместо обмотки 1 и пакета 2 используется ферромагнитное кольцо с плоским торцом, обращенным к рабочему зазору, которое сопрягается с ведомым валом, в то время как втулка 7 насаживается на ведущий вал.

Во всех случаях бесконтактные муфты, как и многие бесконтактные машины, помимо рабочих зазоров между индуктором и якорем имеют дополнительные зазоры между статором с обмоткой возбуждения и вращающимся индуктором. Это требует соответствующего увеличения МДС обмотки возбуждения.

Улучшенные динамические характеристики имеют муфты с разветвленными магнитными системами, содержащие несколько катушек в составе обмотки возбуждения (обычно две). При согласном включении катушек система работает как муфта и передает момент вращения, при встречном включении потоки перераспределяются так, что за счет вихревых токов в индукторе создается тормозной момент для ведущего вала. Принципиально можно реализовать магнитоэлектрические муфты скольжения, в которых рабочий магнитный поток создается постоянными магнитами, закрепляемыми непосредственно на индукторе. Однако регулировать такие муфты сложно. Существуют муфты с комбинированным возбуждением от постоянных магнитов и подмагничивающих обмоток по типу генераторов с комбинированным возбуждением (см. § 4.2, 4.3).

Основные расчетные соотношения и характеристики муфт скольжения. Теория электромагнитных муфт скольжения наиболее полно развита в трудах Т. А. Щетинина.

Электромагнитный момент $M_{эм}$, развиваемый муфтой скольжения, рассчитывается следующим образом. Если ω_0 и ω — угловые частоты вращения ведущего и ведомого валов, то скольжение $s = (\omega_0 - \omega) / \omega_0$, мощность на ведущем валу $P_0 = M_{эм} \omega_0$, на ведомом валу $P = M_{эм} \omega$. Потери в муфте $\Delta p = P_0 - P$, откуда

$$M_{эм} = \Delta p / (\omega_0 s). \quad (8.1)$$

Потери Δp приближенно равны

$$\Delta p \approx \pi r_t k_n \Delta_n j_m^2 D l / 4, \quad (8.2)$$

где r_t — удельное сопротивление материала якоря при заданной рабочей температуре; k_n — коэффициент, учитывающий поперечный краевой эффект (см. § 7.4), т. е. участки вихревых токов вдоль окружности якоря; Δ_n — эквивалентная глубина проникновения поля и токов в якорь; j_m — амплитуда плотности тока вблизи поверхности якоря; D и l — соответственно диаметр и активная длина якоря.

Для индукторных муфт с двумя рядами выступов $l \approx 2l_z$, где l_z — длина одного выступа. Для панцирных муфт $l \approx l_z$. В свою очередь, с учетом (7.58)

$$j_m = D B_m \omega_0 s / (2 r_t k_n), \quad (8.3)$$

где B_m — амплитуда первой гармоники переменной составляющей индукции результирующего поля (с учетом реакции якоря) на поверхности якоря.

Подставляя (8.3) и (8.2) в (8.1), получим

$$M_{эм} = \pi \Delta_n B_m^2 D^3 l \omega_0 s / (16 r_t k_n), \quad (8.4)$$

где

$$\Delta_n = \sqrt{\rho_t / (2 \pi \mu_n f_s)}, \quad (8.5)$$

μ_n — абсолютная магнитная проницаемость якоря на его поверхности; f_s — частота токов в якоре.

На практике применение полученных формул затруднительно из-за сложности нахождения значения μ_n , зависящего от f_s , B_m и других показателей. Поэтому часто пользуются полуэмпирическим соотношением

$$M_{эм} = \frac{\pi}{16 \sqrt{2} k_n} \frac{B_{m0}^2 D^3 l \omega_0 s}{\left(\frac{4}{D} r_t Z + \frac{D}{4} \frac{Z}{Z-2} \mu_n \omega_0 s \cdot 10^{-2} \right)}, \quad (8.6)$$

где B_{m0} — амплитуда первой гармоники индукции при $s=0$ (при режиме холостого хода); Z — число полюсных выступов.

Коэффициент k_n рассчитывается приближенно

$$k_n \approx 1 + (D / Z l_z), \quad (8.7)$$

где l_z — осевая длина одного полюсного выступа.

Значение B_{m0} определяется из реального трапецеидального распределения индукции в рабочем зазоре, которое для прямоугольных полюсных выступов показано на рис. 8.2. Если B_z — значение индукции под центральной частью выступа, то в первом приближении запишем:

для индукторных муфт при $b_n/t_z \approx 0,55 \dots 0,6$

$$B_{m0} \approx B_z [0,62 - (Z\delta/D)]; \quad (8.8)$$

для панцирных муфт

$$B_{m0} \approx 4B_z/\pi, \quad (8.9)$$

где δ — воздушный зазор.

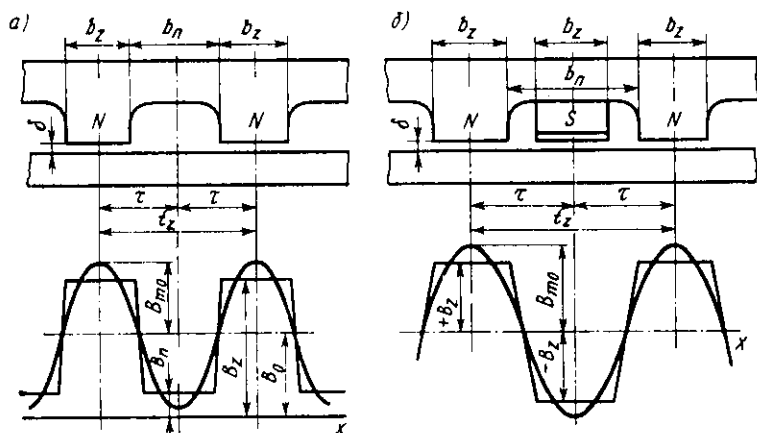


Рис. 8.2. Распределение магнитной индукции в зазоре индукторной (а) и панцирной (б) муфты скольжения

Значение μ_n в индукторных муфтах можно находить с помощью кривой намагничивания по постоянной составляющей индукции на поверхности якоря, а в панцирных муфтах (переменнополюсных) — по ее действующему значению. Из (8.6) следует, что момент муфты монотонно растет с увеличением s и достигает наибольшего значения при $s=1$ (при пуске). Как известно, в асинхронных машинах электромагнитный момент обычно имеет максимум при $s < 1$ (см. рис. 1.14), однако в муфтах из-за больших значений ρ_t этот максимум смещается в область $s > 1$ и не достигается (см. § 1.3).

В практических задачах удобно использовать относительный момент муфты в долях от номинального момента $M_{ном}$. При этом механическая характеристика муфты —

$$M_* = M_{эм}/M_{ном} = (\beta + s_{ном}^{-1})/(\beta + s^{-1}), \quad (8.10)$$

$$\beta = \frac{\pi D^2 n_0 \mu_n 10^{-3}}{48 (Z - 2) \rho_t}, \quad (8.11)$$

обобщенный параметр муфты, определяющий, согласно (8.10), форму механической характеристики и кратность пускового момента; $s_{\text{ном}}$ — номинальное скольжение.

Типичные зависимости $M_{\text{эм}}/M_{\text{ном}}$ от s для разных β приведены на рис. 8.3, а. В ряде случаев удобно относить $M_{\text{эм}}$ к пусковому максимальному моменту $M_{\text{мах}}$ (при $s=1$):

$$M_{\text{эм}}/M_{\text{мах}} = (\beta + 1)(\beta + s^{-1}). \quad (8.12)$$

Соответствующие кривые приведены на рис. 8.3, б. Представляет интерес также кратность максимального момента муфты $k_M =$

$= M_{\text{мах}}/M_{\text{ном}}$, которая находится по (8.12) при номинальных $s =$

$= s_{\text{ном}}$ и заданных значениях β . Типичные зависимости k_M от $s_{\text{ном}}$

для различных β показаны на рис. 8.4, а. С ростом $s_{\text{ном}}$, с одной стороны, возрастает момент

муфты согласно (8.6), а с другой стороны, снижается k_M и возрастают электрические потери в якоре.

Обычно в муфтах скольжения $0,1 \leq s_{\text{ном}} \leq 0,3$, т. е. значения $s_{\text{ном}}$ примерно такие же,

как в асинхронных двигателях с массивным сплошным ротором (см. § 7.5). Оптимальное число

полюсных выступов Z , при котором выражение в скобках знаменателя (8.6) достигает минимума,

$$Z_{\text{опт}} = \frac{D}{40} \sqrt{\frac{\pi}{30} \left(\frac{D}{l_z} + 2 \right) \frac{\mu_a}{\rho_l} n_0 s + 2}. \quad (8.13)$$

Соответственно максимальный

$$M_{\text{опт}} = 17,65 \frac{\pi l}{\mu_a} \left(B_{m0} D \frac{Z_{\text{опт}} - 2}{Z_{\text{опт}} + D/l_z} \right)^2. \quad (8.14)$$

Введем понятие удельного момента муфты, т. е. момента, приходящегося на единицу ее активного объема $Q_a = \pi D^2 l / 4$. С учетом (8.14)

$$M_{\text{опт}}/Q_a = \frac{70,6}{\mu_a} \left(B_{m0} \frac{Z_{\text{опт}} - 2}{Z_{\text{опт}} + D/l_z} \right)^2. \quad (8.15)$$

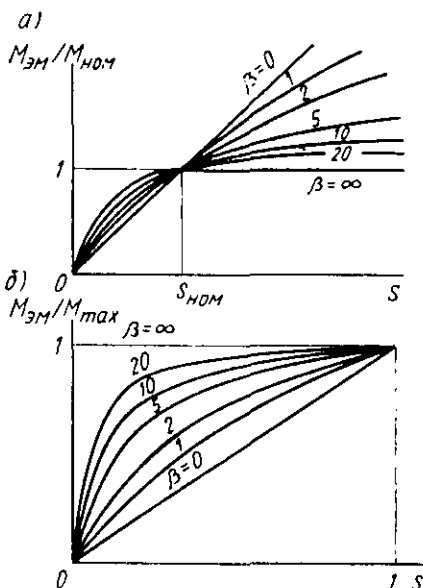


Рис. 8.3. Зависимости отношения $M_{\text{эм}}/M_{\text{ном}}$ (а) и $M_{\text{эм}}/M_{\text{мах}}$ (б) от скольжения для муфт скольжения

электромагнитный момент

Если $M_{\text{opt}} = M_{\text{ном}}$, то

$$Q_a = 0,0142 \mu_n \frac{M_{\text{ном}}}{B_{\text{т0}}^2} \left(\frac{Z_{\text{opt}} + D/l_z}{Z_{\text{opt}} - 2} \right)^2. \quad (8.16)$$

При проектировании муфты на заданные значения $M_{\text{ном}}$ и $B_{\text{т0}}$ число Z_{opt} заранее неизвестно. Поэтому обычно задаются Z_{opt} , для выбранных значений D/l_z определяются Q_a , D , l ($l = l_z$ в переменнотолковых муфтах и $l = 2l_z$ в индукторных муфтах). Далее проводятся расчетные итерации. По найденным с помощью (8.16) значениям D , l_z при фиксированных ($n_0 s$) и ρ_i определяется Z_{opt} из (8.13). Это значение вновь подставляется в (8.16) и т. д., пока не будет достигнуто требуемое совпадение.

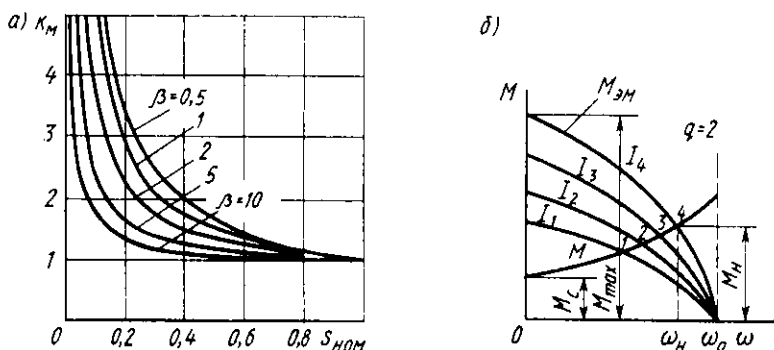


Рис. 8.4. Зависимости кратности максимального момента от скольжения при различных параметрах β для муфты скольжения (а) и согласование механических характеристик муфты скольжения с нагрузочной характеристикой вентиляторного типа (б)

Рабочий режим муфты определяется пересечением ее механической характеристики и механической характеристики нагрузочного механизма, которую можно представить в виде

$$M_{\text{нг}}(n) = M_0 + (M_{\text{ном}} - M_0) (n/n_{\text{ном}})^q, \quad (8.17)$$

где $M_{\text{нг}}$ — текущее значение момента нагрузки; M_0 — постоянная составляющая момента нагрузки, $n_{\text{ном}}$ — номинальная частота вращения; q — показатель степени, определяющий характер нагрузки (при $q=0$ будет постоянный нагрузочный момент, при $q=1$ — линейно возрастающий момент, при $q=2$ — параболически нарастающий момент, характерный для вентиляторной нагрузки, и т. п.).

Регулирование момента муфты и рабочих значений n и s осуществляется изменением тока возбуждения и соответственно $B_{\text{т0}}$ согласно (8.6). Типичное согласование механических характеристик муфты скольжения и нагрузки вентиляторного типа ($q=2$) показано на рис. 8.4, б. С ростом угловой частоты момент нагрузки возрастает, а момент муфты падает, так как уменьшается скольжение.

Изменяя ток муфты ($I_1 < I_2 < I_3 < I_4$), можно смещать точку пересечения механических характеристик муфты и нагрузки и соответственно значения ω для выходного вала.

Потери в муфте складываются в основном из электрических потерь в якоре, пропорциональных скольжению s , и потерь в обмотке возбуждения. Для отвода потерь часто на ведущем валу муфты размещается вентилятор. Расчет магнитных цепей муфт проводится теми же методами, что и расчет цепей машин с когтеобразными полюсами и индукторных машин на основе соответствующих схем замещения (см. § 3.3).

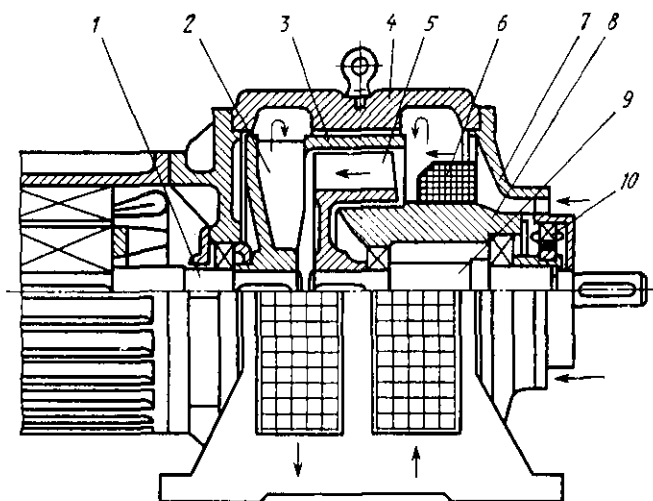


Рис. 8.5. Индукторная муфта скольжения

Типичная конструкция бесконтактной индукторной муфты приведена на рис. 8.5. Ведущий вал 1 (первичного электродвигателя) содержит центробежный вентилятор 2 и ведущий якорь 3 в виде ферромагнитного цилиндра, отделенного зазорами от стального корпуса 4 и индуктора 5 с полюсными выступами. Индуктор закрепляется на ведомом валу 9. Магнитное поле создается обмоткой возбуждения 6 и замыкается через боковой щит 7, неподвижную втулку 8, выступы индуктора 5, якорь 3, корпус 4. В муфту встроен тахогенератор 10. Стрелками показано движение охлаждающего воздуха.

§ 8.3. Синхронные муфты

Синхронные муфты находят широкое применение в системах, стабильно работающих с постоянной скоростью ведущего и ведомого валов. Действие синхронных муфт полностью подобно дей-

ствию синхронной (обычно явнополюсной) машины. Магнитные полюсы противоположной полярности на ведущей и ведомой частях взаимно притягиваются и вращаются с одинаковой скоростью (синхронно). Магнитные полюсы могут создаваться обмотками возбуждения или с помощью постоянных магнитов.

Синхронные муфты с обмотками возбуждения. Развиваемый муфтой электромагнитный момент имеет такую же физическую природу, как и электромагнитный момент синхронной машины, т. е., согласно (1.8),

$$M_{эм} = M_{1max} \sin \theta + M_{2max} \sin 2\theta, \quad (8.18)$$

где M_{1max} — максимум основного момента, определяемый МДС полюсов $F_{п}$; M_{2max} — максимум добавочного момента, определяемый степенью явнополюсности муфты; θ — угол, на который раздвинуты оси полюсов ведущей и ведомой частей (в эл. град.), соответствующий углу нагрузки синхронной машины.

Зависимость $M_{эм}$ от θ в синхронной муфте носит тот же характер, что и кривая $P_{эм}(\theta)$ на рис. 1.6. При превышении критического угла θ (в области $\theta \approx \pi/2$) муфта выпадает из синхронизма и ее момент падает практически до нуля. Возможен случай, когда обмотка возбуждения расположена только на ведущей (или ведомой) части, а ответная часть является явнополюсной, но не создает МДС. В этом случае реализуется реактивная муфта и, согласно (8.18),

$$M_{эм} = M_{2m} \sin 2\theta. \quad (8.19)$$

В такой муфте основное влияние оказывает добавочный электромагнитный момент в (1.8), пропорциональный $\sin 2\theta$. Предельные моменты реактивной муфты соответствуют $\theta_{кр} = \pi/4$. Регулирование момента в синхронных муфтах с обмотками возбуждения осуществляется током возбуждения. Однако значимость такого регулирования в синхронных муфтах менее важна, чем в муфтах скольжения, поскольку в рассматриваемом случае частота вращения у ведущего и ведомого звеньев одинакова. С помощью тока возбуждения можно регулировать максимальный момент муфты, однако его значение обычно задается и по нему рассчитывается номинальный режим муфты (в том числе и ток возбуждения).

Синхронные муфты с постоянными магнитами. Такие муфты, называемые также магнитными муфтами, представляют большой практический интерес. Их значимость повышается в последние годы благодаря совершенствованию постоянных магнитов на основе РЗМ (см. § 2.3). Типичная конструкция магнитной муфты с радиальным зазором приведена на рис. 8.6. Ведущее и ведомое звенья выполняются в виде намагниченной звездочки 1 (подобной магниту на рис. 2.20, а) и наружного цилиндра с постоянными магнитами 2, обращенными внутрь. Кроме звездочки можно использовать другие варианты конструкций роторов машин с ПМ (с когтеобразными по-

люсами, с радиально и тангенциально намагниченными призматическими магнитами и т. п.).

Конструкция магнитной муфты с аксиальным зазором показана на рис. 8.7, где постоянные магниты звеньев муфты противостоят друг другу вдоль оси. Полярности противоположащих магнитов про-

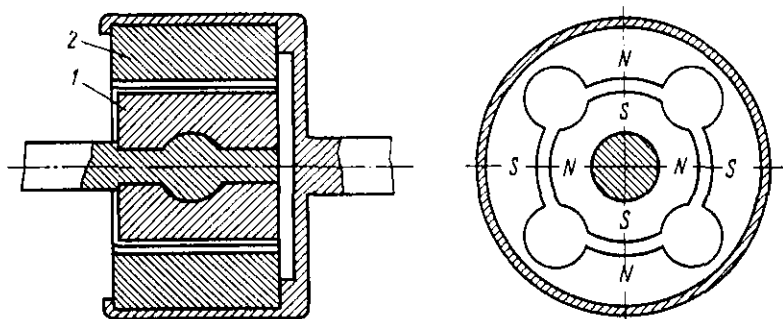


Рис. 8.6. Магнитная синхронная муфта с радиальным рабочим зазором

тивоположные. Недостаток таких муфт — значительные осевые силы магнитного тяжения, передаваемые на ведущий и ведомый валы, что предполагает использование радиально-упорных подшипников. Достоинство муфт с осевым зазором — возможность передавать вращающий момент через плоскую стенку, отделяющую полость с нормальными условиями от полости с особыми условиями, куда необходимо передавать механическое вращение.

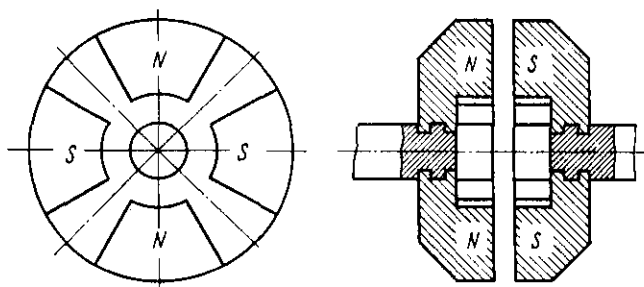


Рис. 8.7. Магнитная синхронная муфта с аксиальным рабочим зазором

Анализ магнитных муфт строится на основе теории преобразователей с постоянными магнитами (см. гл. 2). Согласно исследованиям, проведенным проф. С. Р. Мизюриным, главное соотношение, определяющее развиваемый муфтой момент M_m , выводится

как производная от магнитной энергии W_m в зазоре и магнитотвердых сердечниках по углу нагрузки θ . Энергия W_m в общем случае

$$W_m = \frac{1}{2} \left(\int_{Q_{\sigma 1}} H_{c1} B_{c1} dQ + \int_{Q_{\sigma 1}} H_{c2} B_{c2} dQ + \int_{Q_\delta} H_c B_c dQ + \right. \\ \left. + \int_{Q_{m1}} H_{m1} B_{m1} dQ + \int_{Q_{m2}} H_{m2} B_{m2} dQ \right), \quad (8.20)$$

где H_m и B_m — соответственно магнитная напряженность и индукция в постоянных магнитах; H_δ и B_δ — то же, в рабочем зазоре; H_σ и B_σ — то же, для полей рассеяния; Q_{m1} , Q_{m2} — объемы магнитов; Q_δ — объем зазора; Q_σ — объем пространства с полями рассеяния. Индекс «1» относится к ведущей части, индекс «2» — к ведомой.

Соотношение (8.20) легко приводится к виду

$$W_m = p (\Phi_{m1} F_{c1} + \Phi_{m2} F_{c2}) \quad (8.21)$$

где p — число пар полюсов,

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{m1} &= \Phi_\delta + \Phi_{\sigma 1}; \quad \Phi_{m2} = \Phi_\delta + \Phi_{\sigma 2}; \\ F_{c1} &= H_{c1} l_{m1} \\ F_{c2} &= H_{c2} l_{m2}, \end{aligned} \right\} \quad (8.22)$$

l_{m1} и l_{m2} — длины средних линий индукции в ведущих и ведомых магнитах на полюс; H_{c1} , H_{c2} — коэрцитивные силы материалов ведущего и ведомого звеньев (фиктивные).

Если принять

$$\Phi_{m1} = F_{c1} \Lambda_{c1}, \quad \Phi_{m2} = F_{c2} \Lambda_{c2} \quad (8.23)$$

(где Λ_{c1} — полная магнитная проводимость магнитной системы муфты для потока Φ_{m1} , Λ_{c2} — то же, для потока Φ_{m2}), то из (8.21) с учетом (8.23) получим

$$M_m = \frac{dW_m}{d\theta} = p \left(F_{c1}^2 \frac{d\Lambda_{c1}}{d\theta} + F_{c2}^2 \frac{d\Lambda_{c2}}{d\theta} \right). \quad (8.24)$$

В случае, когда ведущая и ведомая части муфты одинаковые,

$$M_m = 2p F_c^2 d\Lambda_c / d\theta. \quad (8.25)$$

Если все полюсы муфты (на ведущей и ведомой частях) активные, т. е. создают МДС, а потоки рассеяния незначительны, можно формально определить расчетную магнитную проводимость системы полюсов как $\Lambda_c = \Phi_\delta / F_c$. Тогда при $\theta = 180$ эл. град, когда противостоят друг другу полюсы одинаковой полярности, магнитный поток Φ_δ , сцепленный с противоположащими полюсами, равен нулю, т. е. $\Lambda_c = 0$ (при $F_c = \text{const}$), поэтому можно в первом приближении принять

$$\Lambda_c = 0,5\Lambda_{\max}(1 + \cos \theta) \quad (8.26)$$

и основной момент магнитной муфты, согласно (8.25), будет пропорционален $\sin \theta$, как и основной электромагнитный момент в синхронных генераторах.

При более детальном анализе формула (8.25) путем преобразований приводится к удобному для инженерных расчетов виду

$$M_m = 2pQ'_m H_c (dB_m/d\Lambda_\delta)(d\Lambda_\delta/d\theta), \quad (8.27)$$

где Q'_m — объем одного магнита.

Производные $dB_m/d\Lambda_\delta$ и $d\Lambda_\delta/d\theta$ в системах с постоянными магнитами определяются значительно легче, чем $d\Lambda_c/d\theta$ для реальных случаев. Максимальный момент магнитной муфты соответствует максимуму $(d\Lambda_\delta/d\theta)_{\max}$ при определенном критическом значении $\theta = \theta_{кр}$, зависящем от размеров, числа полюсов и конфигурации зазора. В магнитных муфтах с активными полюсами максимальный момент реализуется вблизи $\theta_{кр} \approx \pi/2$, как и в синхронных генераторах.

Магнитные муфты могут выполняться реактивными, когда постоянные магниты размещаются только на одном звене (обычно ведущем), а второе звено содержит явнополюсный сердечник из магнитомягкого материала. Тогда рационально использовать физическую магнитную проводимость, определяемую геометрией полюсов. Из-за подобия полюсных выступов, не создающих МДС, смещение на один выступ соответствует 360 эл. град, поэтому

$$\Lambda_c = 0,5\Lambda_{\max}(1 + \cos 2\theta), \quad (8.28)$$

что имеет место при явнополюсной конструкции звена без обмотки возбуждения [см., например, в § 3.5 формулу (3.55)]. В реактивных магнитных муфтах с учетом (8.24) и (8.28) $M_m \propto \sin 2\theta$ и максимальные передаваемые моменты реализуются в области $\theta_{кр} \approx \pi/4$.

Выбор числа полюсов в муфтах определяется следующими соображениями. Если муфта должна обеспечивать большое значение удельного синхронизирующего момента $dM_m/d\theta$, то целесообразно иметь большое число полюсов. Если муфта работает в режимах, включающих переходные механические процессы, то более устойчивая работа достигается при малом числе полюсов, так как диапазон изменения пространственного угла между осями противоположных полюсов (θ/p) будет больше. Рациональные значения коэффициента полюсного перекрытия в магнитных муфтах составляют $\alpha_p \approx 0,4 \dots 0,65$.

§ 8.4. Синхронно-асинхронные и магнитогистерезисные муфты

Главный недостаток синхронных муфт — практическое отсутствие пускового момента. Поэтому часто применяются синхронно-асинхронные муфты, в которых межполюсное пространство одной

из частей муфты заполнено токопроводящими стержнями, закорачиваемыми торцовыми кольцами и образующими обмотку, аналогичную «беличьей клетке» обычного асинхронного двигателя. При пуске (5—1) эта обмотка создает пусковой момент, ускоряющий ведомое звено, которое, достигнув определенной частоты вращения, втягивается в синхронизм и вращается с той же скоростью, что и ведущее звено. Асинхронный режим реализуется и при переходных механических процессах в системе с муфтами. Благодаря короткозамкнутой обмотке повышается также устойчивость работы муфты в синхронном режиме (демпфирование колебаний ведомого вала и т. п.). Следует, однако, иметь в виду, что эффективность асинхронного режима в синхронно-асинхронной муфте ниже, чем в чисто асинхронной муфте со стальным цилиндром (см. § 8.2), из-за прерывности зон с короткозамкнутыми обмотками.

При малых моментах широко используются магнитогистерезисные муфты, у которых одна часть (индуктор) подобна индуктору магнитной муфты, а вторая часть содержит гистерезисный слой, выполненный из магнитотвердого материала (см. § 2.3). Типичная конструкция торцевой магнитогистерезисной муфты (например, для передачи момента через плоскую стенку) показана на рис. 8.8. При вращении индуктора с постоянными магнитами 1 в гистерезисном слое 2, набранном из колец для снижения вихревых токов, возникает переменное магнитное поле и материал слоя перемагничивается, потребляя соответствующую мощность, пропорциональную площади петли гистерезиса и частоте перемагничивания. За счет инерционности процессов перемагничивания (см. гл. 2) магнитная полярность слоя будет образовываться с некоторым запаздыванием по отношению к положению полюсов индуктора, т. е. между потоком индуктора и потоком, созданным гистерезисным слоем, возникает сдвиг, аналогичный углу нагрузки θ . За счет смещения полюсов на индукторе и на гистерезисном слое образуется тангенциальная сила притяжения между ними и на часть муфты с гистерезисным слоем передается рабочий момент:

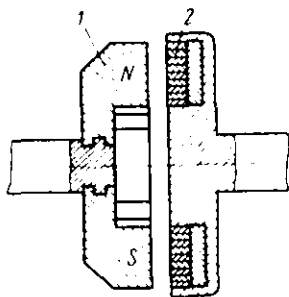


Рис. 8.8. Магнитогистерезисная муфта с аксиальным рабочим зазором

$$M_r = p r_r Q_r / 2\pi, \quad (8.29)$$

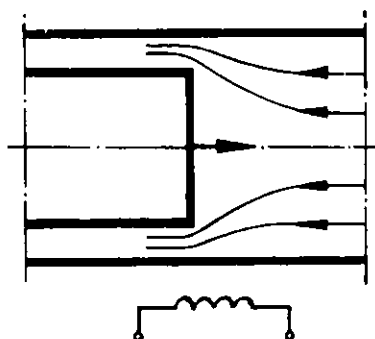
где p_r — удельные потери на гистерезис, Q_r — объем гистерезисного слоя.

Таким образом, в идеальной гистерезисной муфте момент постоянный и во всем диапазоне скольжения $0 \leq s \leq 1$ не зависит от скорости, что является особенностью гистерезисной муфты, важной для некоторых практических приложений.

Если гистерезисный слой выполнен сплошным, то в нем будут наводиться вихревые токи и создаваться дополнительный момент при $s > 0$, примерно пропорциональный значению s , как и в асинхронных машинах (см. § 7.7).

Вопросы для самопроверки

1. Какие технические задачи решаются с помощью электромагнитных и магнитных муфт?
2. В чем проявляются главные отличия асинхронных и синхронных муфт от асинхронных и синхронных машин?
3. Как изменяется частота вращения ведомого звена с ростом момента у асинхронной и синхронной муфт?
4. Чем отличается от других типов муфт магнитогистерезисная муфта?
5. От чего зависит электромагнитный момент муфты скольжения?
6. Изобразите схему бесконтактной передачи механического вращения через твердую стенку.



**БЕСКОНТАКТНЫЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНЫ
НЕТРАДИЦИОННЫХ
ТИПОВ**

§ 9.1. Общие положения

Многообразие БЭМ не исчерпывается рассмотренными выше машинами, в которых главную роль играют эффекты электромагнитной индукции и электромагнитного силового взаимодействия при относительном движении проводников в магнитном поле.

Существуют другие разнообразные пути реализации бесконтактного электромеханического преобразования энергии в устройствах, заметно отличающихся по принципу действия и конструкции от рассмотренных БЭМ и условно называемых бесконтактными машинами нетрадиционных типов (см. рис. 1.1). К ним относятся параметрические электрические машины индуктивного и емкостного типов, в которых взаимное преобразование механической и электрической энергии осуществляется за счет периодического изменения индуктивности или емкости электрической цепи. Индуктивные параметрические двигатели и генераторы уже находят применение в технике, а емкостные преобразователи, работающие при высоких напряжениях, рассматриваются как перспективные источники электроэнергии, например, для космических применений, где естественный глубокий вакуум выполняет функции электрического изолятора.

К этой же группе относятся сверхпроводниковые параметрические генераторы, существенно отличающиеся по принципу действия от разрабатываемых в настоящее время сверхпроводниковых машин, основанных на классических законах электромеханики.

К БЭМ нетрадиционных типов можно отнести преобразователи энергии на ударных волнах. В настоящее время изучаются практи-

ческие возможности таких устройств на лабораторных установках. Генераторы на ударных волнах могут представить интерес в будущем, когда будут реализованы высокотемпературные газовые потоки с большой электропроводностью. Наконец, к нетрадиционным БЭМ можно отнести электрические машины с упругим креплением подвижного элемента, позволяющие ликвидировать уязвимые подшипниковые узлы.

По своим массогабаритным и энергетическим показателям БЭМ нетрадиционных типов в настоящее время, как правило, уступают обычным БЭМ. Не исключено, однако, что в будущем они могут конкурировать с обычными БЭМ в некоторых специальных применениях.

Рассмотрение БЭМ нетрадиционных типов представляет определенный методический интерес в плане разнообразия протекающих в них физических явлений и как иллюстрация широких границ и неисчерпаемых возможностей электромеханики в решении проблем преобразования энергии.

§ 9.2. Индуктивные параметрические машины

Индуктивные параметрические машины основаны на периодическом изменении индуктивностей (или взаимных индуктивностей) в электрической цепи с нагрузкой. Машины с вращающимися активными элементами позволяют генерировать периодические знакопеременные токи в установившихся режимах или серии однонаправленных пульсирующих токов в переходных режимах. Машины линейного типа могут применяться в колебательных устройствах, реализующих электромеханический резонанс, для получения больших кратковременных ЭДС и токов, а также для ускорения проводящих тел.

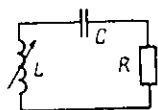


Рис. 9.1.
Колебательный
LC-контур

Параметрический генератор на основе LC-контура. Рассмотрим простейшую модель параметрического генератора с резонансным LC-контуром, содержащим активное сопротивление R , которое может включаться как последовательно в контур, так и параллельно с ним (рис. 9.1). Ток в контуре определяется известным уравнением напряжений

$$iR + \frac{d\Psi}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = 0, \quad (9.1)$$

где $\Psi = Li$ — потокосцепление индуктивной катушки.

Если $L = \text{const}$, $C = \text{const}$, $R = \text{const}$, то из (9.1) следует

$$iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt = 0. \quad (9.2)$$

Уравнение (9.2) дифференцированием по t приводится к уравнению второго порядка, имеющему решение

$$i(t) = (U_0/\omega L) e^{-Rt/2L} \sin \omega t; \quad (9.3)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1 - R^2 C / (4L)}{LC}}, \quad (9.4)$$

где U_0 — начальное напряжение на емкости.

Таким образом, колебания тока с циклической частотой ω затухают во времени из-за выделения энергии в сопротивлении R .

Пусть индуктивность — периодическая функция времени, т. е. $L = L(t)$. Тогда (9.1) запишется в виде

$$-i \frac{dL}{dt} = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt. \quad (9.5)$$

Благодаря изменению L в резонансной цепи появляется возмущающий фактор, равносильный внешнему приложенному напряжению, которое при определенных условиях может поддерживать незатухающие колебания тока. Колебательный контур в совокупности с механизмом, изменяющим индуктивность, является генератором, преобразующим механическую энергию, затрачиваемую на изменение L , в электроэнергию, потребляемую нагрузкой.

Вясним, как должна изменяться индуктивность, чтобы в контуре возбуждались незатухающие колебания тока. Если в установившемся режиме преобладает первая гармоника тока $i = I_m \sin \omega t$, то для компенсации падения напряжения на нагрузке, равного $RI_m \sin \omega t$, левая часть (9.5) должна содержать первую гармонику напряжения. Это условие выполняется, когда индуктивность изменяется с двойной частотой по отношению к току, т. е. $L \propto [1 + a \sin(2\omega t + \varphi_0)]$, где $a < 1$. Поскольку $(-idL/dt) \propto [-\sin \omega t \cos(2\omega t + \varphi_0)]$ и учитывая $\sin \alpha \cos \beta = 0,5[\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)]$, имеем $-idL/dt \propto \sin \omega t + \dots$

Описанные процессы лежат в основе параметрического генератора, предложенного в 1932 г. Л. И. Мандельштамом и Н. Д. Папалекси. Генератор состоит из набора расположенных по окружности неподвижных катушек 1, к торцам которых через аксиальный зазор примыкают диски 2 и 3 ротора, выполненные из высокопроводящего материала и имеющие выступы и впадины на периферии (рис. 9.2). Катушки соединены последовательно и подключены к

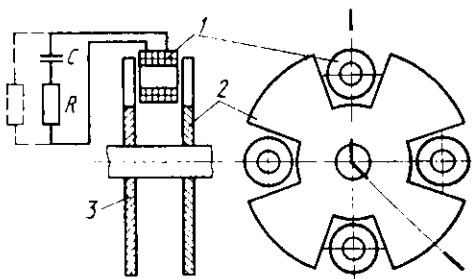


Рис. 9.2. Параметрический индуктивный генератор с LC -контуром

батареи конденсаторов и нагрузке. При вращении ротора и возбуждении в цепи колебаний тока от вспомогательного генератора индуктивность каждой катушки периодически изменяется от максимального значения $L_{\max}$, когда напротив катушек располагаются впадины, до минимального значения $L_{\min}$, когда напротив катушек располагаются выступы дисков ротора. Снижение индуктивности в последнем случае связано с тем, что выступы ротора за счет наводимых в них вихревых токов экранируют переменный магнитный поток в катушках, уменьшая его полное значение и соответственно индуктивность цепи с катушками. Частота вращения ротора такова, что индуктивность катушек изменяется с удвоенной резонансной частотой LC -контура.

Необходимым условием работы генератора является $Rm = \mu_0 \sigma v \delta \gg 1$, где Rm — магнитное число Рейнольдса роторного выступа; σ , v , δ — соответственно проводимость материала, скорость и толщина выступа. При $Rm \gg 1$ магнитное поле катушек не успевает проникнуть в выступы и экранируется ими, благодаря чему и достигается изменение индуктивности катушек. Относительная роль потерь на вихревые токи в выступах по сравнению с полезной мощностью генератора пропорциональна $1/\sqrt{Rm}$, поэтому генератор тем эффективнее, чем больше Rm .

Следует, однако, иметь в виду, что потери в сплошных выступах будут значительными, так как экранирующие токи текут в тонком поверхностном слое с большим омическим сопротивлением. Другой недостаток параметрического генератора с LC -контуром — зависимость резонансной частоты от нагрузки согласно (9.4), что требует регулирования частоты вращения при изменении нагрузки. Если необходимо изменять частоту тока в нагрузке, то нужно одновременно регулировать емкость контура и частоту вращения ротора. Кроме того, при периодическом экранировании отдельных катушек на их торцах выступами дисков ротора (рис. 9.2) коэффициент изменения индуктивности $k_L = L_{\min}/L_{\max}$ не может быть сделан достаточно малым, что необходимо для эффективной работы генератора.

Генератор с экранирующими элементами. Можно отказаться от условия резонанса в параметрическом генераторе и упростить его регулирование, если использовать для питания нагрузки непосредственно напряжение $u = -idL/dt$, а для снижения коэффициента k_L выполнить генератор «многослойным» в виде набора плоских статорных катушек 1, между которыми вращаются экранирующие элементы 2 (рис. 9.3, а). Для снижения потерь на вихревые токи в роторе экранирующие элементы могут выполняться в виде многослойных короткозамкнутых катушек из транспонированного провода. В такой конструкции имеются наборы неподвижных и вращающихся соленоидов, как бы вставленных друг в друга и имеющих высокий коэффициент магнитной связи при совпадении осей. Если постоянная времени соленоида намного больше времени по-

ворота ротора на один пространственный период, то значение $L_{\min}$, когда оси статорных и роторных соленоидов совпадают, определяется лишь небольшими различиями размеров соленоидов и их сдвигом в пространстве. По оценкам, в такой многослойной конструкции коэффициент $k_L = L_{\min}/L_{\max}$ может быть снижен до 0,1 и менее.

Электрическая схема генератора показана на рис. 9.3. б. Для получения повышенных напряжений на нагрузке соленоиды статора включаются последовательно (ключи $K4$ замкнуты, ключи $K3$ и $K5$ разомкнуты), а для получения повышенных токов соленоиды включаются параллельно ($K3$ и $K5$ замкнуты, $K4$ разомкнуты). При вращающемся роторе ключ $K1$ замыкается непосредственно перед тем,

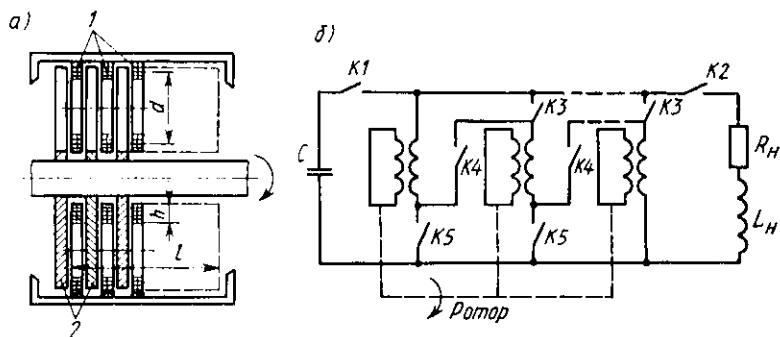


Рис. 9.3. Многослойный параметрический индуктивный генератор (а) и его электрическая схема (б)

когда $L = L_{\max}$ (экранирования нет) и предварительно заряженный конденсатор с емкостью C за счет быстрого разряда создает начальный ток i_0 в катушках статора. В начале экранирования, когда L начинает уменьшаться, ключ $K2$ замыкается, а ключ $K1$ размыкается. Ток, усиленный за счет напряжения ($-idL/dt$), течет через нагрузку и постепенно затухает, после чего рабочий цикл повторяется. В отличие от генератора с LC -контуром, основной рабочий режим которого соответствует установившимся процессам, в данном случае в рабочем режиме используются переходные процессы. Рабочий режим в генераторе не связан с резонансными эффектами, что существенно упрощает его регулирование и настройку. Генератор позволяет получать серии токовых импульсов.

Для анализа электромагнитных процессов в генераторе запишем уравнение напряжений для случая последовательного включения N соленоидов статора на активно-индуктивную нагрузку:

$$Nri + Nd(Li)/dt + iR_n + L_n di/dt = 0, \quad (9.6)$$

где r — внутреннее активное сопротивление одного соленоида; L — его индуктивность; R_n и L_n — соответственно сопротивление и индуктивность нагрузки. Начальное условие: $i|_{t=0} = i_0$. Соленоидом считается набор соосных катушек, имеющий размеры d, h, l .

Заметим, что при строгом анализе генератора необходимо записывать систему уравнений напряжений как для статорных, так и для роторных цепей, вводя взаимную индуктивность контуров и параметры роторных экранирующих элементов с учетом рассеяния, что является отдельной сложной задачей. Для приближенного исследования генератора как параметрического преобразователя можно ограничиться решением уравнения (9.6), где магнитная связь цепей статора и ротора учитывается задаваемым изменением во времени параметра L .

Пусть L изменяется в пределах от $L_{\min}$ до $L_{\max}$ по гармоническому закону:

$$L = 0,5(L_{\max} + L_{\min}) + 0,5(L_{\max} - L_{\min}) \sin(\omega t + \varphi_0) = \\ = 0,5L_{\max} [(1 + k_L) + (1 - k_L) \sin(\omega t + \varphi_0)], \quad (9.7)$$

где $k_L = L_{\min}/L_{\max}$.

Тогда (9.6) приводится к уравнению с разделяющимися переменными

$$\frac{d\tilde{i}}{\tilde{i}} = - \frac{(1 - k_L) \cos(\vartheta + \varphi_0) + 2(\tilde{r} + \tilde{R}/N)}{(1 + k_L) + (1 - k_L) \sin(\vartheta + \varphi_0) + 2\tilde{L}_n/\tilde{N}} d\vartheta, \quad (9.8)$$

где $\tilde{i} = i/i_0$, $\vartheta = \omega t$, $\tilde{r} = r/\omega L_{\max}$, $\tilde{R} = R_n/\omega L_{\max}$, $\tilde{L}_n = L_n/L_{\max}$.

Относительное значение внутреннего сопротивления соленоида статора выражается через его постоянную времени, т. е. $\tilde{r} = r/\omega L_{\max} = (\tau\Omega Z)^{-1}$, где $\tau = L_{\max}/r$ — постоянная времени; $\Omega = \pi n/30$ — угловая частота вращения ротора; n — частота вращения, об/мин; Z — число экранирующих элементов (соленоидов) ротора. Если соленоид статора имеет средний диаметр d , толщину (высоту) h , длину l (рис. 9.3, а), то его постоянная времени

$$\tau \approx \mu_0 h^* l^* k_\Phi k_3 d^2 / (4\pi^2 \rho),$$

где $h^* = h/d$, $l^* = l/d$, k_Φ — коэффициент формы, зависящий от h^* и l^* ; k_3 — коэффициент заполнения соленоида активными проводниками, учитывает, в частности, зазоры, в которых размещаются экранирующие элементы ротора; ρ — удельное сопротивление провода. Например, для медного соленоида с $d = 0,15$ м, $h = 0,03$ м, $l = 0,3$ м, $k_3 = 0,25$, $k_\Phi = 3,35$ при температуре 150°C имеем $\tau \approx 0,9$ с. Если $Z = 4$, $n = 6000$ об/мин, то $\tilde{r} = 0,5 \cdot 10^{-3}$.

Решение (9.8) с учетом начального условия $\tilde{i}(0) = 1$ имеет вид

$$\tilde{i} = \frac{1 + k_L + 2\tilde{L}_n/N + (1 - k_L) \sin \varphi_0}{1 + k_L + 2\tilde{L}_n/N + (1 - k_L) \sin(\vartheta + \varphi_0)} \times \\ \times \exp \left\{ - \frac{4(\tilde{r} + \tilde{R}/N)}{\sqrt{(1 + k_L + 2\tilde{L}_n/N)^2 - (1 - k_L)^2}} \times \right.$$

$$\times \left[\operatorname{arctg} \frac{\left(1 + k_L + \frac{2\tilde{L}_n}{N}\right) \operatorname{tg} \frac{\vartheta + \varphi_0}{2} + (1 - k_L)}{\sqrt{\left(1 + k_L + \frac{2\tilde{L}_n}{N}\right)^2 - (1 - k_L)^2}} + \right. \\ \left. + m\pi - \operatorname{arctg} \frac{\left(1 + k_L + \frac{2\tilde{L}_n}{N}\right) \operatorname{tg} \frac{\varphi_0}{2} + (1 - k_L)}{\sqrt{\left(1 + k_L + \frac{2\tilde{L}_n}{N}\right)^2 - (1 - k_L)^2}} \right]. \quad (9.9)$$

Для чисто активной нагрузки

$$\tilde{i} = \frac{1 + k_L + (1 - k_L) \sin \varphi_0}{1 + k_L + (1 - k_L) \sin (\vartheta + \varphi_0)} \exp \left\{ - \frac{2(\tilde{r} + \tilde{R}/N)}{\sqrt{k_L}} \times \right. \\ \times \left[\operatorname{arctg} \frac{(1 + k_L) \operatorname{tg} \frac{\vartheta + \varphi_0}{2} + (1 - k_L)}{2 \sqrt{k_L}} + \right. \\ \left. + m\pi - \operatorname{arctg} \frac{(1 + k_L) \operatorname{tg} \frac{\varphi_0}{2} + (1 - k_L)}{2 \sqrt{k_L}} \right] \}. \quad (9.9a)$$

В записанных решениях $m=0$ при $0 \leq \vartheta < \pi - \varphi_0$ и $m=1, 2, 3, \dots$ для последующих интервалов времени $(2m-1)\pi - \varphi_0 \leq \vartheta < (2m+1)\pi - \varphi_0$, т. е. значение постоянной m должно согласовываться с текущим временем ϑ .

Если соленоиды статора включаются параллельно, то ток в них описывается дифференциальным уравнением

$$\frac{d\tilde{i}}{\tilde{i}} = - \frac{(1 - k_L) \cos (\vartheta + \varphi_0) + 2(\tilde{r} + N\tilde{R})}{(1 + k_L) + (1 - k_L) \sin (\vartheta + \varphi_0) + 2N\tilde{L}_n} d\vartheta, \quad (9.10)$$

решение которого записывается в аналитической форме, подобной (9.9).

Из полученных соотношений видно, что наибольшее усиление тока имеет место при $\varphi_0 = \pi/2$, т. е. начальный ток i_0 должен вводиться в соленоиды при $L = L_{\max}$, когда экранирующие элементы ротора не взаимодействуют с ними.

На рис. 9.4. а показана кривая $\tilde{i}(\vartheta)$ для $N=4$, $k_L=0,1$, $\tilde{r}=0,5 \cdot 10^{-3}$, $\tilde{R}=4\tilde{r}$ (т. е. внешнее сопротивление равно внутреннему), $L_n=0$, $\varphi_0=\pi/2$. Там же пунктиром показана кривая $i(\vartheta)$ для $\tilde{R}=40\tilde{r}$. Ток в нагрузке является пульсирующим и имеет одно направление. В первый момент возникает усиление тока $\tilde{i} \approx k_L^{-1}$, затем всплески $\tilde{i}$ постепенно угасают, причем тем заметнее, чем боль-

ше внешнее сопротивление R . Время затухания серии пульсирующих токов примерно соответствует постоянной времени статорной цепи.

На рис. 9.4, б показана зависимость от времени коэффициента усиления электромагнитной энергии $k_s(\vartheta) = \frac{2}{N} \int_0^{\vartheta} \tilde{i}^2 R d\vartheta$, равного отношению энергии, выделившейся в нагрузку, к первоначально введенной в соленоид энергии $0,5 L_{\max} i_0^2$ при различных значениях

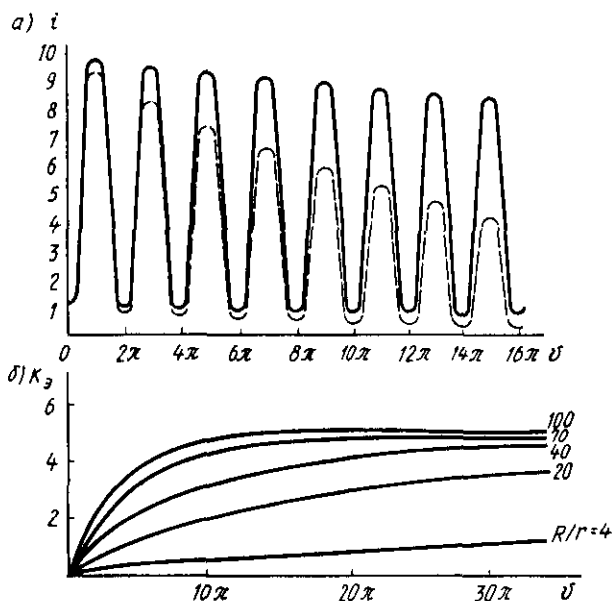


Рис. 9.4. Зависимость тока (а) и коэффициента усиления электромагнитной энергии (б) от времени для индуктивного параметрического генератора при различных сопротивлениях нагрузки

сопротивления нагрузки. По мере увеличения отношения $R/\bar{r}$ коэффициент k_s возрастает и его наибольшие значения достигаются за более короткое время. При $R/N\bar{r} \approx 25$ имеем $k_s \approx 5 \dots 6$, что свидетельствует о достаточно эффективном преобразовании исходной механической энергии в электроэнергию. В случае отсутствия активных сопротивлений ($r=0$, $R=0$) и при незатухающих колебаниях тока $k_s=0$, т. е. при этом механическая энергия, затрачиваемая на сжатие магнитного поля при уменьшении индуктивности, возвращается ротору при увеличении индуктивности, когда разжимающееся магнитное поле стремится ускорить ротор.

Электрический КПД генератора

$$\eta = \frac{\int_0^t i^2 R dt}{\left[\int_0^t i^2 R dt + \int_0^t i^2 N r dt + \Delta W_p(t) \right]}$$

где $\Delta W_p(t)$ — потери энергии в роторе за время t .

Если экранирующие катушки ротора подобны катушкам статора, то $\Delta W_p(t) \approx \int_0^t i^2 N r dt$ и соответственно $\eta = 1/(1 + 2N\bar{r}/R)$. Для $R/N\bar{r} \approx 10$ имеем $\eta \approx 0,8$ и выше.

При выполнении экранирующих элементов ротора в виде сплошных выступов потери в них значительно возрастают, так как эффективное сечение слоя, по которому текут токи, определяется глубиной проникновения $\Delta_n \approx \sqrt{2/(\mu_0 \sigma \omega)}$, где σ — проводимость материала. Например, при $\omega = 5000$ рад/с и $\sigma = 4 \cdot 10^7$ 1/Ом·м имеем $\Delta_n \approx 2,8 \cdot 10^{-3}$ м. Для отвода потерь необходимо интенсивное охлаждение генератора либо его работа в термоинерционном режиме (см. § 1.3).

Практический интерес может представить работа описанного генератора на чисто индуктивную нагрузку L_n (при $R_n = 0$). Если для простоты анализа пренебречь внутренними сопротивлениями статорных и роторных цепей, то потокосцепление статорных катушек должно оставаться неизменным, поэтому $i_0 L_{\max} = i_{\max} (L_{\min} + L_n)$, чему соответствует усиление тока

$$\tilde{i}_{\max} = i_{\max}/i_0 = L_{\max}/(L_{\min} + L_n). \quad (9.11)$$

Кратность усиления энергии за один цикл

$$\frac{W_{\max}}{W_0} = \frac{0,5 i_{\max}^2 (L_{\min} + L_n)}{0,5 i_0^2 L_{\max}} = \frac{i_{\max}}{i_0} = \frac{L_{\max}}{L_{\min} + L_n}. \quad (9.12)$$

Для режима короткого замыкания генератора с пренебрежимо малым активным сопротивлением $W_{\max}/W_0 = L_{\max}/L_{\min} = i_{\max}/i_0 = 1/k_L$. Зависимость $i(\theta)$ при этом описывается периодической затухающей кривой между горизонтальными линиями $\tilde{i} = 1$ и $\tilde{i} = k_L^{-1}$.

Модификации параметрических генераторов. Изменение индуктивности катушек может обеспечиваться шихтованными ферромагнитными выступами на роторе. При расположении выступов напротив катушек индуктивность последних возрастает, так как увеличивается их магнитный поток, а при расположении выступов между катушками — поток и индуктивность снижаются. В подобных конструкциях центральная часть статорных катушек также может заполняться ферромагнетиком.

В качестве параметрического бесконтактного генератора может использоваться обычный синхронный генератор с явно выражены-

ми полюсами на роторе без обмотки возбуждения. При вращении ротора полная индуктивность каждой фазы якорной обмотки меняется от максимального значения, когда с осью обмотки фазы совпадает ось d (ось роторных выступов), до минимального, когда с осью обмотки совпадает ось q ротора. Такие генераторы рационально применять при заряде емкостных накопителей, образующих совместно с якорной обмоткой резонансный контур.

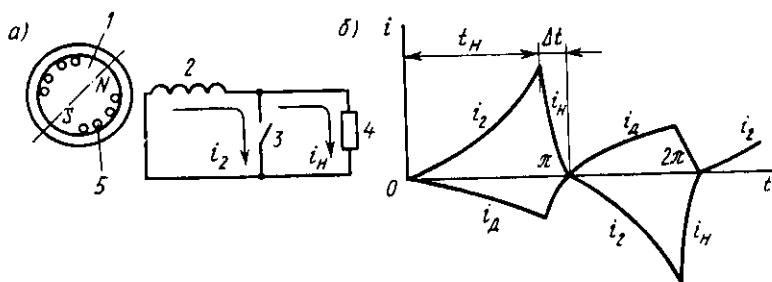


Рис. 9.5. Схема параметрического генератора со сжатием магнитного потока (а) и зависимости токов в обмотках и нагрузке от времени (б)

К параметрическим генераторам можно отнести преобразователи с периодическим сжатием магнитного потока. Одна из возможных схем такого генератора показана на рис. 9.5, а. На его роторе размещены высококоэрцитивные постоянные магниты 1, охваченные демпферной обмоткой 5. При совпадении осей магнита и обмотки якоря 2 на статоре ключ 3 замыкается и короткозамкнутая обмотка 2 захватывает поток. Когда ротор повернется на угол, близкий к 180° , и направление потока ротора относительно статора изменится на противоположное, ток в обмотке 2 многократно возрастет из условия сохранения ее потокосцепления. Одновременно возрастает ток в демпферной обмотке 5 так, чтобы магнитный поток ротора сохранился неизменным (рис. 9.5, б). Потоки, создаваемые магнитами 1 и обмоткой 2, становятся встречно направленными. Полное магнитное поле вытесняется в зазор между ротором и статором и его энергия возрастает за счет срабатывания механической энергии, подводимой к ротору. Происходит накопление энергии в течение времени t_H . Затем размыкается ключ 3 и энергия выводится в нагрузку 4. Если сопротивление нагрузки велико, то вывод энергии из генератора происходит за короткое время Δt при высоком напряжении. После этого ключ 3 замыкается, обмотка 2 захватывает поток противоположного направления, так как угол поворота ротора примерно равен 180° и при дальнейшем повороте ротора ток i_2 в обмотке 2 изменяет направление. В момент его максимального значения ключ 3 снова размыкается и через нагрузку течет ток противоположного направления. Кривые зависи-

мостей токов в обмотках (i_2 , i_d) и нагрузке (i_n) от времени показаны на рис. 9.5, б. Генератор обеспечивает питание нагрузки знакопеременными кратковременными токами при высоких напряжениях, возникающих при разрыве обмотки 2. Генератор является объединением электромеханического преобразователя и индуктивного накопителя энергии.

Для повышения частоты тока в нагрузке и обеспечения лучшего сохранения потокосцепления обмоток между периодами вывода энергии генератор может выполняться многополюсным. Рассмотренный преобразователь представляет собой однофазный синхронный генератор, непрерывно работающий в режиме короткого замыкания (см. § 1.2). Токи в нагрузке соответствуют ударным сверхпереходным токам к.з. синхронной машины и достигают больших значений, многократно превосходящих токи, которые создавал бы обычный однофазный генератор с постоянными магнитами, работающий непосредственно на нагрузку за счет ЭДС, создаваемой изменением потокосцепления. Одна из главных проблем при реализации подобных преобразователей — создание коммутаторов, разрывающих большие токи в якорных обмотках.

Возможна реализация параметрических преобразователей в линейном исполнении. Рассмотрим схему простейшего линейного импульсного индукционного генератора (рис. 9.6, а). Его основой является соленоид, обтекаемый постоянным током от вспомогательной ЭДС E_0 . Параллельно соленоиду подключена нелинейная нагрузка R , сопротивление которой резко снижается с ростом напряжения. Так как ЭДС E_0 относительно мала, она практически не вызывает тока в нагрузке. Протекающий в соленоиде первичный ток создает магнитное поле с индукцией B и потокосцепление $\Psi = Li$, где L — индуктивность соленоида. Пусть теперь в соленоид влетает с большой скоростью v проводящий цилиндр длиной l . Так как магнитное число Рейнольдса $Rm = \mu_0 \sigma v l$ цилиндра предполагается большим, магнитное поле за счет вихревых токов не проникает в цилиндр и значительная часть начального магнитного потока вытесняется за пределы соленоида. Это приводит к резкому уменьшению Ψ и наведению в соленоиде большой рабочей ЭДС $e = -d\Psi/dt$, которая создает ток в нагрузке. Вихревые (азимутальные) токи, наводимые

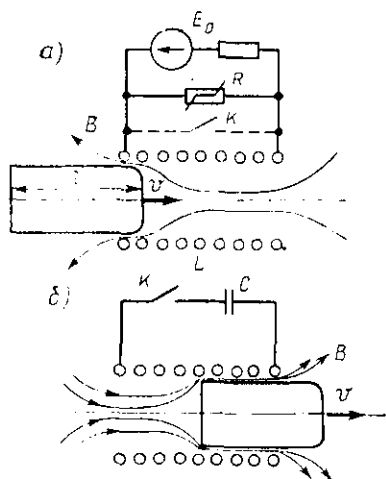


Рис. 9.6. Импульсный индукционный параметрический генератор (а) и ускоритель (б)

в цилиндре и обеспечивающие вытеснение из него магнитного поля, создают тормозную электромагнитную силу, благодаря чему и осуществляется преобразование небольшой части механической энергии цилиндра в электроэнергию, выделяемую в R .

Конструктивно цилиндр выполняется тонкостенным, так как взаимодействие с электромагнитным полем осуществляется лишь в его наружном слое.

Процессы, протекающие в устройстве, можно анализировать, исходя из того, что индуктивность соленоида L быстро меняется от максимального значения, когда цилиндр отсутствует, до минимального, когда цилиндр вошел в соленоид. Эффективность такого импульсного индукционного генератора невысокая, так как магнитный поток при движении цилиндра в основном перераспределяется в пространстве, но энергия магнитного поля меняется относительно мало.

Можно существенно улучшить параметры генератора, если перед влетом цилиндра в соленоид замкнуть последний накоротко с помощью ключа K , как показано пунктиром на рис. 9.6, а. Тогда магнитный поток, сцепленный с соленоидом при движении цилиндра, должен сохраняться неизменным (так же, как, например, поток, сцепленный с обмотками генератора при его внезапном коротком замыкании). С другой стороны, поток не может проникнуть и в цилиндр. Поэтому весь первоначальный поток выжимается в малый зазор между соленоидом и цилиндром. Если имеем зазор δ (с учетом конечной глубины проникновения поля в цилиндр и соленоид), а внутренний диаметр соленоида D , то из условия равенства потоков до и после влета цилиндра в соленоид получим

$$B_0(\pi D^2/4) \approx B\delta\pi D, \quad (9.13)$$

где B_0 — начальная индукция; B — индукция сжатого поля.

Следовательно,

$$B/B_0 \approx D/(4\delta). \quad (9.14)$$

Удельная энергия поля при сжатии повысится пропорционально $(B/B_0)^2$. Полная энергия начального магнитного поля, приходящаяся на единицу длины соленоида, $W_0 = (B_0^2/2\mu_0)(\pi D^2/4)$, аналогичная энергия после сжатия поля $W = (B^2/2\mu_0)\pi D\delta$. Следовательно, при сжатии поля с учетом (9.14) его энергия возрастает как

$$W/W_0 \approx D/(4\delta) \quad (9.15)$$

за счет срабатывания механической энергии цилиндра. Как видно из (9.15), увеличение энергии магнитного поля при его сжатии может быть существенным, так как легко обеспечить $D/(4\delta) \gg 1$. После влета цилиндра в соленоид ключ K размыкается и ток соленоида (ток короткого замыкания) потечет через нагрузку. При этом энергия сжатого магнитного поля переходит в электроэнергию. Необходимо, чтобы перевод существенной части энергии поля в электро-

энергию успевае реализовать до тех пор, пока цилиндр не начнет выходить из соленоида. В противном случае энергия сжатого магнитного поля при его возвращении к первоначальному состоянию непосредственно за движущимся цилиндром будет затрачиваться на ускорение цилиндра, т. е. будет опять преобразовываться в исходную механическую энергию. Описанное устройство, как и генераторы на рис. 9.3 и 9.5, можно отнести к так называемым магнетокompрессионным генераторам, основанным на сжатии (компрессии) магнитного поля. Их называют *компульсаторами*.

Возможна работа импульсного индукционного преобразователя в режиме ускорителя (двигателя). В таком устройстве (рис. 9.6, б) цилиндр занимает первоначальное положение, несколько смещенное по отношению к среднему, а в соленоид подается большой импульсный ток (например, с помощью мощного заряженного конденсатора С). Так как быстро нарастающее поле не проникает в цилиндр, линии магнитной индукции искривляются (рис. 9.6, б). Сгущение линий у заднего торца цилиндра создает магнитное давление, выталкивающее цилиндр из соленоида с большой скоростью.

Для эффективного ускорения проводящего объекта вокруг него вдоль оси может размещаться несколько соленоидов, которые включаются синхронно с движением цилиндра, обеспечивая непрерывный магнитный «напор» на его задний торец. Такие ускорители иногда называют *электромагнитными катапультами*.

В основе расчета подобных устройств лежит определение картины магнитного поля, деформированного движущимся высокопроводящим телом, что является сложной задачей с учетом нестационарного характера процессов и пространственного распределения индукции. В ряде случаев задачи такого типа эффективно решаются с использованием аналогии между картиной линий магнитной индукции, огибающих непроницаемые для них высокопроводящие тела в нестационарных режимах, и картиной линий тока несжимаемой жидкости, обтекающей тела с подобными границами в стационарных режимах. Для решения таких задач при плоской двумерной геометрии модели часто оказывается рациональным метод конформных отображений.

Рассмотрим в качестве примера движение высокопроводящей пластины (полуполосы) в зазоре 2 между двумя высокопроводящими стенками, пренебрегая диффузией поля в проводники и считая задачу двумерной (плоской) (рис. 9.7, а). Начальные токи на границах стенок, направленные в противоположные стороны нормально к плоскости рисунка, создают вдали от пластины однородное продольное магнитное поле с индукцией $B_0 = \text{const}$. При быстром движении пластины поле перед ней искажается и вытесняется в зазоры между пластиной и стенками шириной b . Отобразим конформно верхнюю половину рассматриваемой модели — область $ACDEFG$ — в комплексной плоскости $z = x + iy$ на полосу $0 \leq \text{Im } w \leq \pi$ в плоскости $w = u + iv$, используя формулу Кристоффеля

ля — Шварца. В этой полосе поле всюду однородно, т. е. $B(w) = \text{const}$. Искомое отображение имеет вид

$$\frac{z}{b} = \frac{k}{\pi} \operatorname{Ar} \operatorname{ch} \frac{2e^w - k^2 - 1}{k^2 - 1} - \frac{1}{\pi} \operatorname{Ar} \operatorname{ch} \frac{(1 - 2e^{-w})k^2 + 1}{k^2 - 1} - i(k - 1), \quad (9.16)$$

где $k = a/b$.

Если представить индукцию B через комплексный потенциал Φ как $B(z) = (\overline{d\Phi/dz})$ и $B(w) = (\overline{d\Phi/dw}) = \text{const}$, где черта сверху

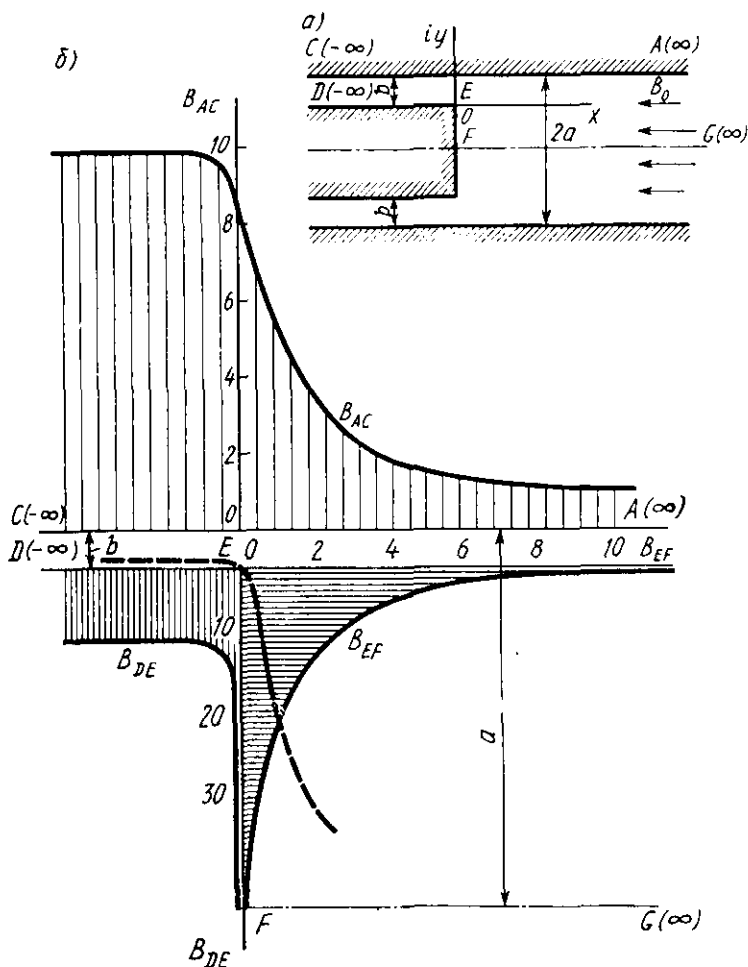


Рис. 9.7. Движение высокопроводящей пластины в магнитном поле (а) и распределение магнитной индукции на поверхности пластины и стенке (б)

означает комплексно-сопряженную величину, и учесть, что $d\varphi/dz = (d\varphi/dw)(dz/dw)^{-1}$, то, используя граничное условие $B(z)|_{x \rightarrow \infty} = B_0$, получим

$$B(z) = B_0 \sqrt{|e^{w(z)} - k^2| / |e^{w(z)} - 1|}. \quad (9.17)$$

Таким образом, задаваясь произвольным значением $w = u + iv$, по (9.16) и (9.17) находим соответствующую точку z и поле в ней. При нахождении координаты z по формуле (9.16) следует учитывать многозначность функции в правой части и выбирать ту ее ветвь, которая соответствует ожидаемой картине поля в зазоре. Наибольший практический интерес представляет поле на линиях AC , DE , EF , определяющее силовое воздействие на пластину и плоскости, а также наведенные в них токи. Нахождение поля на этих границах упрощается, так как при конформном отображении линии DE и EF преобразуются в нижнюю границу полосы $0 \leq \text{Im } w \leq \pi$, где $e^w = e^u$, а AC переходит в верхнюю границу той же полосы, где $e^w = -e^u$. Таким образом, формула (9.17) дает всегда действительную (на AC и DE) или чисто мнимую (на EF) величину.

На рис. 9.7, б приведено распределение индукции, отнесенной к B_0 , на границах AC , DE , EF для $k = 10$. Эти же кривые соответствуют распределению поверхностных токов в пластине и плоскостях. Полная сила, действующая вдоль x на площадку EF (сила лобового соприкосновения), отнесенная к единичной ширине поперек плоскости рисунка,

$$Q = \left| \frac{1}{2\mu_0} \int_F^E B^2(z) dz \right|.$$

Эта сила остается конечной, несмотря на то, что в точке E индукция стремится к бесконечности. С учетом соотношения

$$dz = (a/\pi) \sqrt{(e^u - 1)(k^2 - e^u)} |du|,$$

на линии EF получим после интегрирования

$$Q = a(k - 1) B_0^2 / (2\mu_0). \quad (9.18)$$

Можно улучшить магнитное «обтекание» пластины и устранить особенность в точке E , если спрофилировать пластину по какой-либо линии магнитной индукции, примыкающей к границе DEF . На рис. 9.7, б пунктиром показан такой профиль, соответствующий в плоскости w линии $w = u + 0,3i$. Для рассматриваемой прямоугольной пластины установившееся поле в малом зазоре вдали от края равно kB_0 , что соответствует сохранению полного магнитного потока. Заметная деформация поля перед пластиной начинается примерно на расстоянии a и заканчивается в малом зазоре на длине порядка b от торца пластины. Таким образом, в практических слу-

чаях длина пластины (поршня) по x должна быть в несколько раз больше b , чтобы результаты анализа были достоверными.

При движении реального тела с конечной проводимостью зазор b , учитывающий глубину проникновения поля, будет возрастать во времени, и задача в общем случае становится нестационарной. Ее приближенное решение можно получить с помощью записанных выше формул, если положить $k = a_1(b_0 + \sqrt{t(\mu\sigma)})$, где b_0 — геометрический зазор; t — время; μ и σ — соответственно магнитная проницаемость и проводимость материала.

Как следует из проведенного анализа, основное взаимодействие пластины с полем осуществляется вблизи ее угловых кромок, если $k \gg 10$. Поэтому полученные результаты приближенно относятся и к осесимметричной задаче о движении цилиндрического поршня в трубе радиуса a с начальным однородным продольным полем.

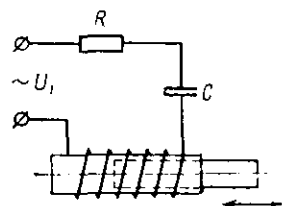


Рис. 9.8. Линейный параметрический двигатель

В параметрических машинах может использоваться возвратно-поступательное движение проводников или стальных сердечников. Известны, например, параметрические генераторы, у которых периодическое изменение индуктивности соленоида достигается перемещением внутри соленоида

поршней двигателя внутреннего сгорания. Однако скорости движения поршней не превышают 10 ... 20 м/с и эффективность такого поршневого генератора низкая.

Индуктивные параметрические машины с возвратно-поступательным движением могут работать в двигательном режиме. Одним из наиболее оригинальных и простых является линейный параметрический двигатель, предложенный в Московском авиационном институте инженером *Е. А. Кузнецовым*. Двигатель состоит из соленоида с индуктивностью L , подключенного к однофазной сети переменного тока с напряжением U_1 , через емкость C и активное сопротивление R . Внутри соленоида имеется стальной сердечник (рис. 9.8), который сопрягается с соответствующей механической нагрузкой и может совершать возвратно-поступательные движения. При определенном сочетании параметров сердечник приходит в движение и колеблется с устойчивыми амплитудой и частотой, которые можно плавно регулировать, изменяя R , C , U_1 или механическую нагрузку. Амплитуда колебаний может достигать значений, превышающих длину соленоида. Частота колебаний f_k существенно меньше частоты тока сети f_c . При $f_c = 50$ Гц частота f_k плавно регулировалась от 1 до 15 Гц.

Работа двигателя основана на возникновении электромеханического резонанса. Природа последнего связана с наличием в системе двух колебательных звеньев — LC -контура с электрическими

колебаниями и сердечника с механическими колебаниями, возникающими из-за того, что силовое действие на сердечник со стороны электромагнитного поля подобно действию упругого элемента, например пружины. Действительно, при среднем положении сердечника результирующая сила магнитного тяжения на него равна нулю, а по мере смещения сердечника магнитное тяжение будет возрастать, стремясь вернуть его в среднее положение.

Обмен энергией между обеими звеньями осуществляется благодаря периодическому изменению индуктивности системы, которая, очевидно, максимальна при среднем положении сердечника и уменьшается по мере его смещения. При совпадении собственных частот электрического и электромеханического звеньев возникает явление резонанса, соответствующее рабочим режимам двигателя.

Описанный двигатель удобен для привода таких устройств, как ударные инструменты, вибростенды и т. п. Он имеет простую конструкцию, легко регулируется, работает от однофазной сети и обладает высокой надежностью, так как его первичная цепь не коммутируется при реверсе хода сердечника.

§ 9.3. Бесконтактные параметрические генераторы, использующие энергию ударных волн и явление сверхпроводимости

Оценивая перспективы развития энергетической электромеханики в целом, можно полагать, что прогресс в этой области возможен как за счет непрерывного совершенствования существующих прототипов электрических машин, так и благодаря созданию принципиально новых типов преобразователей энергии.

Известно, что для улучшения показателей электромеханических преобразователей необходимо увеличивать скорость движения активных элементов в магнитном поле и снижать их активное сопротивление, обеспечивая повышение наводимых ЭДС и токов, улучшение КПД, создание больших магнитных полей и т. п.

Скорости металлических проводников вряд ли превысят сотни метров в секунду, а их сопротивление при традиционных системах охлаждения нельзя понизить более чем на 1...2 порядка. Принципиально новые возможности в решении подобных проблем открывают сильные ударные волны, позволяющие повышать скорости проводящих сред до 10^4 м/с и более, и явления сверхпроводимости, вообще ликвидирующие сопротивление проводников. Рассмотрим некоторые аспекты реализации этих возможностей в бесконтактных электрических машинах.

Генератор на ударных волнах. Такие генераторы пока являются объектом лабораторных исследований. Однако их актуальность резко повысится, когда будет осуществлен управляемый термоядерный синтез с образованием сильных ударных волн (например, при инициировании реакции синтеза за счет микровзрывов от мощных

лазеров). Утилизация энергии ударных волн — сложная задача, так как температура газа за фронтом волны может составлять десятки и сотни тысяч градусов.

Наиболее рационален путь, основанный на взаимодействии ударной волны и магнитного поля с использованием эффектов электромагнитной индукции.

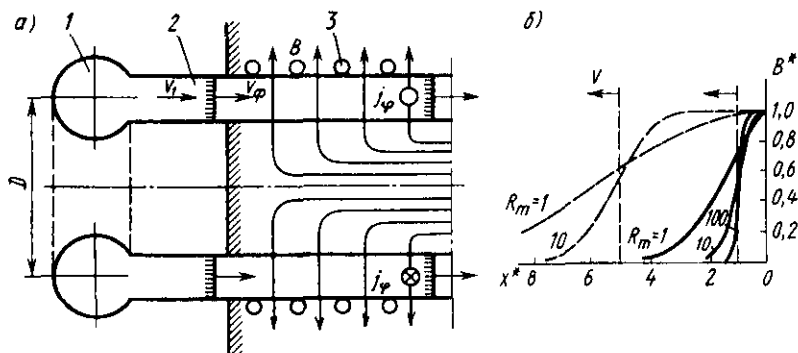


Рис. 9.9. Модель индукционного генератора на ударных волнах (а) и распределение магнитной индукции за фронтом ударной волны (б)

Оценим возможности гипотетической модели бесконтактного индукционного генератора, показанной на рис. 9.9, а. В камере 1 периодически возбуждается сильная ударная волна, распространяющаяся в рабочем газе, заполняющем осесимметричный канал 2 диаметром D . В канале имеется зона с поперечным магнитным полем B , линии которого замыкаются в осевом направлении. К каналу примыкает обмотка 3 (якорная), соединяемая с преобразовательной установкой или непосредственно с нагрузкой. При движении проводящего газа за фронтом волны магнитное поле деформируется за счет наведенных в газе тангенциальных токов с плотностью j_ϕ , потокосцепление обмотки 3 изменяется, возникают ЭДС и ток в цепи якоря и нагрузки. Описанное устройство является весьма далеким от реальных конструкций и служит лишь простейшей теоретической моделью.

Считая газ идеальным, запишем известные из газовой динамики соотношения для температуры T_1 , давления p_1 и скорости газа v_1 за фронтом сильной ударной волны:

$$\begin{aligned} T_1/T_0 &\approx 2(k-1)kM^2/(k+1)^2; \\ p_1/p_0 &\approx 2kM^2/(k+1); \\ v_1/a_0 &\approx 2M/(k+1), \end{aligned} \quad (9.19)$$

где T_0 , p_0 , $a_0 = \sqrt{kRT_0}$ — соответственно температура, давление и скорость звука в невозмущенном газе перед волной; k — показатель адиабаты; R — газовая постоянная; $M = v_\phi/a_0$ — число Маха ударной волны ($M \gg 1$); v_ϕ — скорость фронта волны. По значениям T_1 и p_1 можно найти электрическую проводимость σ газа за фронтом.

Выясним характер взаимодействия волны с магнитным полем на основе уравнений Максвелла (7.14) ... (7.16) и закона Ома (7.17), используя для упрощения задачи одномерное приближение, как и в § 7.3. Процессы будем рассматривать в системе координат, связанной с фронтом волны.

Если к обеим частям (7.16) применить операцию rot , то с учетом (7.14), (7.15), $\text{div } \mathbf{B} = 0$, $\text{rot rot } \mathbf{B} = \nabla^2 \mathbf{B}$ при $\sigma = \text{const}$, после несложных преобразований получим уравнение магнитной индукции

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \text{rot}(\mathbf{v} \times \mathbf{B}) + \frac{1}{\mu_0 \sigma} \nabla^2 \mathbf{B}. \quad (9.20)$$

В одномерной форме для относительных величин запишем

$$\frac{\partial B^*}{\partial t^*} = \frac{1}{\text{Rm}} \frac{\partial^2 B^*}{\partial x^{*2}} - \frac{\partial B^*}{\partial x^*}, \quad (9.21)$$

где $B^* = B/B_0$, B_0 — индукция перед фронтом волны, принимаемая постоянной ($B_0 = \text{const}$); $x^* = x/l$, $t^* = t/(l/v)$; $\text{Rm} = \mu_0 \sigma v l$ — магнитное число Рейнольдса (см. § 7.3); l — характерный размер зоны взаимодействия; v — скорость газа за фронтом в системе координат, связанной с фронтом волны.

Так как в лабораторной системе координат фронт движется со скоростью v_ϕ , а газ за ним — со скоростью v_1 , то, очевидно, $v = v_\phi - v_1$.

Если воспользоваться промежуточной заменой $b = B^* \exp \times \times [-0,5 \text{Rm}(x^* - 0,5t^*)]$, то (9.21) приводится к классическому уравнению диффузии. С учетом граничных и начальных условий для $B(x^*, t^*)$

$$B^*(0, t) = 1 \text{ при } 0 \leq t^* < \infty,$$

$$B^*(x^*, 0) = 0 \text{ при } 0 < x^* < \infty$$

решение (9.21) записывается в виде

$$B(x^*, t^*) = 0,5 \sqrt{\text{Rm}/\pi} \exp[0,5 \text{Rm}(x^* - 0,5t^*)] x^* \times \\ \times \int_0^{t^*} (t^* - \tau)^{-3/2} \exp\left[0,25 \text{Rm}\left(\tau - \frac{x^{*2}}{t^* - \tau}\right)\right] d\tau. \quad (9.22)$$

Из кривых $B^*(x^*)$ для $t^* = 1$ (сплошные линии на рис. 9.9, б) и $t^* = 5$ (пунктирные линии на рис. 9.9, б) при различных Rm следует, что при $\text{Rm} \gtrsim 10$ за фронтом образуется область резкого из-

менения индукции (контактный разрыв), которая перемещается вместе с газом с абсолютной скоростью v_1 и со скоростью v в противоположную сторону в системе координат фронта волны. Таким образом, при больших Rm магнитное поле сносится контактным разрывом в газе. Поток, сцепленный с обмоткой 3 за время Δt , изменяется на $\Delta\Phi = \pi D v_1 \Delta t B_0$ и в каждом витке обмотки наводится ЭДС $e \approx \Delta\Phi/\Delta t = \pi D v_1 B_0$. Следовательно, в области перед движущимся газом наводится электрическая напряженность $E = e/\pi D = v_1 B_0$.

Пусть, например, канал заполнен смесью водорода и инертных газов, имеющей $k=1,2$ (с учетом диссоциации и ионизации), $R=10^3$ Дж/(кг·К), и в камере 1 внезапно создан перепад давлений $p_1/p_0=500$. Тогда, согласно (9.19), $M=21,4$; $a_0=600$ м/с, $T_1 \approx 13\,600$ К, $v_\Phi \approx 1,28 \cdot 10^4$ м/с, $v_1 \approx 1,17 \cdot 10^4$ м/с, $v=1,1 \cdot 10^3$ м/с. Если принять $l=5$ м и $\sigma \approx 5 \cdot 10^3$ 1/(Ом·м) (такая проводимость газа вполне достижима при $T \approx (10 \dots 15) \cdot 10^3$ К), то $Rm \approx 40$, т. е. условия сноса магнитного поля ударной волной выполняются с запасом.

При относительно малой индукции $B_0=1$ Тл в обмотке наводится электрическая напряженность $E \approx 1,2 \cdot 10^4$ В/м (120 В/см). Если с учетом кратковременности процессов принять плотность тока в обмотке $j \approx 10^8$ А/м² (100 А/мм²), то характерная удельная мощность обмотки составит $jE \approx 1,2 \cdot 10^{12}$ Вт/м³, а удельная энергия $jEl = jE/v_1 = 5 \cdot 10^8$ Дж/м³ (500 Дж/см³). Такие показатели в десятки раз превышают показатели современных энергетических установок и создают мощный стимул для развития указанного направления энергетики.

Специфической особенностью генераторов на ударных волнах является ослабление ударной волны при входе в магнитное поле и возникновение отраженной встречно-бегущей волны. Можно показать, что для преобразователей с $M \gg 1$, $Rm \gg 1$ полное отражение ударной волны от магнитного поля (как от твердой стенки) имеет место при достижении индукцией критического значения

$$B_{кр} \approx \sqrt{2\mu_0 p_1 \left[1 + \frac{2k}{k+1} (A^2 - 1) \right]}, \quad (9.23)$$

где

$$A \approx \frac{k+1}{2\sqrt{2k(k-1)}} + \sqrt{\frac{(k+1)^2}{8k(k-1)}} + 1. \quad (9.24)$$

Если в рассмотренном примере принять $p_1 \approx 5 \cdot 10^5$ Н/м² (5 атм), то при $Rm > 10$ получим $B_{кр} \approx 4$ Тл. Необходимо иметь $B_0 \ll B_{кр}$.

В записанных уравнениях фигурирует параметр Rm , рассчитанный по относительной скорости $v = v_\Phi - v_1$. Если определять магнитное число Рейнольдса в лабораторной системе координат по скорости v_1 ($Rm_1 = \mu_0 \sigma v_1 l$), то, как легко показать, $Rm_1 = Rm v_1 / v =$

$2Rm/(k-1)$. Для рассмотренного примера снос поля наступает при $Rm_1 > 10Rm = 100$.

Помимо обычной ударной волны в генераторах подобного типа могут применяться взрывные волны, образующиеся при детонации высокоэнергетических взрывчатых веществ. Скорости и проводимости газообразных продуктов взрыва могут достигать 10^4 м/с и 10^4 1/(Ом·м) соответственно, а параметр Rm_1 может быть доведен до 10^3 , что обеспечит высокоэффективное генерирование электроэнергии.

В перспективе установки с ударными волнами могут применяться для получения электроэнергии переменного тока непосредственно от ядерных реакторов. Схема одной из таких гипотетических установок приведена на рис. 9.10*. Генератор состоит из длинного цилиндра 1 (например, графитового), заполненного газом, содержащим какой-либо делящийся материал (например, ^{235}U).

Цилиндр окружен бетонным защитным кожухом 2. Вокруг цилиндра размещен соленоид 3, соединенный параллельно с батареей конденсаторов C и нагрузкой R . В стационарном состоянии концентрация делящегося вещества несколько ниже критической и реакция деления протекает медленно. Если в одном из концов цилиндра каким-либо внешним воздействием (например, с помощью магнитного поля) искусственно сжать газ и повысить концентрацию ^{235}U выше критического предела, то начнется быстрая реакция деления, температура газа резко повысится и создастся ударная волна, перемещающаяся к противоположному концу цилиндра. Там происходит сжатие газа, повышение плотности ^{235}U сверх критической и возникает новая ударная волна, перемещающаяся в обратную сторону, после чего циклы образования ударных волн периодически повторяются. Движущийся за фронтом ударной волны электропроводный газовый поршень будет при этом совершать возвратно-поступательные движения в цилиндре 1. Если возбудить электрические колебания в LC -контуре, состоящем из соленоида 3 и батареи конденсаторов, и обеспечить согласование частот колебаний поршня и собственной частоты контура, то амплитуда тока в контуре будет нарастать и часть электромагнитной энергии контура можно вывести в нагрузку. Устройство работает, как LC -контур с $L = var$.

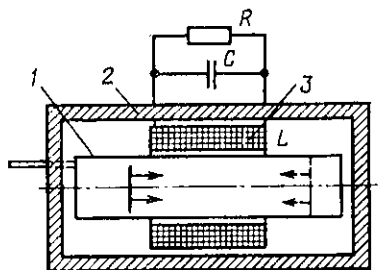


Рис. 9.10. Индукционный генератор на ударных волнах с резонансным LC -контуром

* Алексеев Г. Н. Непосредственное превращение различных видов энергии в электрическую и механическую. М., Госэнергоиздат, 1963.

Благодаря использованию проводящего газа за фронтом ударной волны могут быть созданы импульсные генераторы с радиальным расширяющимся газовым поршнем, не имеющие аналогов среди электромеханических преобразователей с твердыми движущимися элементами. Пусть, например, имеется дисковый канал с осевым магнитным полем и цилиндрической многовитковой рабочей обмоткой снаружи. Если создать в канале мощные расходящиеся ударные волны с $Rm_1 \geq 10^3$, то магнитное поле будет вытесняться из рабочей обмотки, наводя в ней высоковольтные импульсы ЭДС.

Реализация эффективных генераторов на ударных волнах остается проблемой будущего.

Генераторы, использующие явление сверхпроводимости. Создание бесконтактных генераторов возможно на базе использования явления сверхпроводимости. При этом существуют два пути. Первый путь предполагает замену части обмоток в традиционных БЭМ сверхпроводниковыми, что позволит отказаться от стальных магнитопроводов, повысить линейную нагрузку и индукцию в активной зоне. Сейчас, например, успешно разрабатываются бесконтактные генераторы с вращающимися выпрямителями и сверхпроводниковой обмоткой возбуждения на роторе по типу машин, рассмотренных в § 3.2. Хотя реализация таких БЭМ связана с необходимостью иметь вращающиеся криостаты, в которых размещаются сверхпроводниковые обмотки, их массогабаритные и энергетические показатели при больших мощностях заметно лучше, чем у БЭМ с нормальными обмотками. Основные электромагнитные процессы в бесщеточных машинах со сверхпроводниковыми обмотками возбуждения примерно такие же, как и у нормальных машин, а главные проблемы связаны с решением инженерно-технологических задач (созданием вращающихся криостатов, уплотнений, экранов и т. п.).

Второй путь реализации сверхпроводниковых БЭМ связан с непосредственным использованием специфических физических явлений в сверхпроводниках. Рассмотрим кратко возможности этого направления на примере двух генераторов — индукторного и топологического.

В индукторном сверхпроводниковом генераторе периодическое экранирование стационарного магнитного поля осуществляется сверхпроводниковым ротором без потерь на вихревые токи (рис. 9.11, а). На статоре генератора имеется сверхпроводниковая обмотка возбуждения 1, создающая стационарное аксиальное магнитное поле, и якорная сверхпроводниковая обмотка, состоящая из катушек 2, размещаемых по периферии окружности. Обмотка 1 и катушка 2 изготовлены из сверхпроводника второго рода (например, Nb_3Sn). Ротором генератора является диск 3 из сверхпроводника первого рода (например, ниобия). На наружной части диска 3 имеются прорези 4 и выступы 5. Вся конструкция помещена в криостат и захлаждена до необходимых низких температур. Внешнее магнитное поле не превышает критического пре-

дела для материала диска, поэтому вследствие эффекта Мейсснера поле не проникает через выступы 5 диска, но свободно проникает через прорезы 4.

При вращении диска от внешнего привода напротив каждой катушки 2 находится попеременно то выступ, то прорезь диска, благодаря чему потокоцепление катушек 2 изменяется и в них наводится рабочая ЭДС. Магнитное поле в таком индукторном сверхпроводниковом генераторе мало, так как оно определяется критической индукцией для сверхпроводника первого рода и не превышает 0,2 Тл. Однако за счет конструктивной простоты ротора и отсутствия стальных магнитопроводов такой генератор конкурентоспособен по отношению к обычным бесконтактным генераторам по массогабаритным показателям. Так, согласно расчетам генератор мощностью 30 кВт при частоте вращения 1200 об/мин имеет удельную массу $m^* \approx 0,5$ кг/кВт.

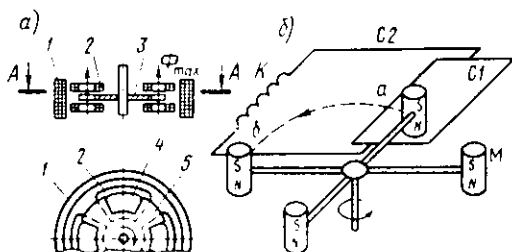


Рис. 9.11. Индукторный (а) и топологический (б) сверхпроводниковые генераторы

Топологический генератор также можно отнести к классу параметрических машин, поскольку его действие основано на периодическом изменении активного сопротивления участков якорной цепи. Этот генератор не имеет аналогов среди БЭМ традиционного исполнения. В простейшем виде он состоит из замкнутого контура, часть которого изготовлена из сверхпроводника второго рода $C2$, а часть — из сверхпроводника первого рода $C1$ в виде тонкой пластины (рис. 9.11, б). Ротор генератора содержит магниты M , перемещающиеся сначала над пластиной сверхпроводника $C1$, а затем — над сверхпроводником $C2$.

Известно, что у $C2$ критические магнитные поля, нарушающие сверхпроводящее состояние, велики (6 ... 8 Тл), а у $C1$ эти поля малы (0,1 ... 0,2 Тл). На этом различии и основан принцип действия генератора. Когда магнит M находится над $C1$, его магнитное поле выше соответствующего критического предела. Область $C1$ непосредственно под магнитом теряет сверхпроводящее состояние и поток магнита свободно проникает в образовавшееся нормальное «пятно». Благодаря этому при движении магнита на участке ab его

поток оказывается сцепленным со сверхпроводниковым замкнутым контуром $C1—C2$. Когда магнит выходит за пределы контура, он перемещается над $C2$ (в точке b) и его индукция недостаточна, чтобы перевести $C2$ в нормальное состояние. Поэтому при выходе магнита за пределы контура потокосцепление Ψ последнего стремится измениться, но это невозможно, так как для сверхпроводящего контура $d\Psi/dt=0$ (в противном случае в контуре наведется ЭДС, создающая бесконечно большой ток из-за отсутствия сопротивления). Следовательно, при выносе магнита за пределы контура в последнем возникает такой ток, что потокосцепление контура сохранится неизменным и равным потокосцеплению, которое создавалось магнитом при его движении на участке ab . Затем над $C1$ оказывается следующий магнит и в контур вводится новая порция потокосцепления. При прохождении вторым магнитом точки b опять ток в контуре скачкообразно изменится для сохранения Ψ . Таким образом можно «закачивать» ток в замкнутый контур $C1—C2$, а затем использовать накопленную в контуре энергию магнитного поля для различных целей (в том числе для получения импульсной электрической мощности при переключении контура на активное сопротивление).

Подобный генератор может применяться как возбудитель в сверхпроводниковом генераторе с вращающимися выпрямителями. Катушка K из сверхпроводника $C2$ (рис. 9.11, б) выполняет роль обмотки возбуждения основного генератора. При этом пластина из сверхпроводника $C1$ расположена на роторе, а магниты — на статоре.

Ток в контуре $C1—C2$ может увеличиваться до тех пор, пока его значение не станет настолько большим, что какая-либо часть контура перейдет в нормальное состояние либо нарушится устойчивость нормального «пятна» в $C1$ под движущимися магнитами.

Термин «топологический» для рассмотренного генератора связан с тем, что в нем периодически изменяется топология (в математическом смысле) цепи: односвязная область (пластина $C1$ без нормального «пятна») периодически переходит в двусвязную (пластина $C1$ с нормальным «пятном»). Если связность активной зоны считать периодически меняющимся параметром, то принадлежность топологического генератора к параметрическим преобразователям становится вполне обоснованной.

Конструктивно автономные топологические генераторы выполняются так, что пластина $C1$ имеет форму цилиндра, помещенного в криостат, внутри которого вращается ротор с магнитами. Частота вращения ротора в подобных генераторах невелика (от 100 до 2000 об/мин), поскольку сверхпроводники второго рода плохо переносят динамические режимы (в данном случае циклическое скачкообразное увеличение тока). Поэтому массогабаритные показатели топологических генераторов существенно хуже, чем у бесконтактных генераторов, использующих обычные принципы электро-

механического преобразования энергии. В перспективе, когда будут созданы сверхпроводники $C2$, хорошо работающие в нестационарных режимах, параметры топологических генераторов могут быть существенно улучшены.

Новые пути совершенствования БЭМ открывает использование высокотемпературной сверхпроводимости, позволяющей значительно упростить конструктивное исполнение сверхпроводниковых элементов и криостатов.

§ 9.4. Емкостные параметрические генераторы

Принцип действия емкостного параметрического генератора основан на периодическом изменении емкости конденсатора путем взаимного смещения его пластин. Благодаря такому смещению электрические заряды на пластинах непрерывно перераспределяются и в цепи с нагрузкой, подключаемой к конденсатору, течет рабочий ток. Выясним некоторые общие закономерности для процессов в емкостном параметрическом генераторе с помощью рис. 9.12, а, на котором изображен конденсатор с переменной емкостью C , напряжением на пластинах u_c и зарядом $q = Cu_c$. Емкость C изменяется с помощью некоторой механической системы. Изменение емкости приводит к появлению тока

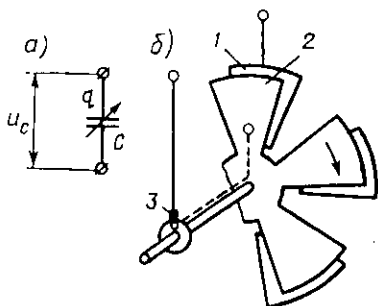


Рис. 9.12. Конденсатор с переменной емкостью (а) и емкостный генератор (б)

$$i = dq/dt = Cdu_c/dt + u_cdC/dt. \quad (9.25)$$

Мгновенное значение электрической мощности конденсатора

$$u_c i_c = u_c C du_c/dt + u_c^2 dC/dt. \quad (9.26)$$

Энергия электрического поля в конденсаторе $W_c = 0,5Cu_c^2$, а соответствующая ей мощность

$$dW_c/dt = u_c C du_c/dt + 0,5u_c^2 dC/dt. \quad (9.27)$$

Согласно закону сохранения энергии мощность, передаваемая из электрической цепи к механической системе, $P = u_c i_c - dW_c/dt$. С учетом (9.26) и (9.27) получим

$$P = 0,5u_c^2 dC/dt. \quad (9.28)$$

Если $dC/dt > 0$, то $P > 0$, т. е. мощность из электрической цепи передается механической системе, а при $dC/dt < 0$ имеем $P < 0$,

т. е. мощность передается от механической системы к нагрузке в электрической цепи и устройство работает генератором.

Физически генераторный режим легко поясняется так. Уменьшение емкости, как правило, обеспечивается раздвижением пластин конденсатора (напомним, что в простейшем плоском конденсаторе $C = \epsilon S/d$, где ϵ — диэлектрическая проницаемость среды между пластинами, S — площадь противолежащих участков пластин, d — зазор между ними). При этом механическая система, раздвигающая пластины, должна совершать работу на преодоление кулоновских сил притяжения между разноименно заряженными пластинами. Часть этой работы и преобразуется в полезную электроэнергию, выделяемую в нагрузку.

Электрическая энергия, генерируемая за время $\Delta t = t_1 - t_2$,

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt = 0,5 \int_{C_1}^{C_2} u_c^2 dC, \quad (9.29)$$

где C_1 и C_2 — значения емкости в моменты t_1 и t_2 соответственно.

Обычно емкость C является периодической функцией времени, имеющей в общем случае интервалы, на которых $dC/dt < 0$ и $dC/dt > 0$, однако среднее за период значение W сохраняется отрицательным, поскольку обеспечивается такой режим работы, что при убывании C напряжение u_c на конденсаторе больше, чем при увеличении C . Благодаря этому происходит непрерывное циклическое преобразование механической энергии в электрическую.

Мощность емкостного генератора, как следует из (9.28), при прочих равных условиях тем больше, чем больше dC/dt , поэтому они должны быть высокооборотными. Кроме того, мощность генератора пропорциональна квадрату напряжения на емкости, поэтому емкостные генераторы всегда выполняются высоковольтными. Отсюда следует, что емкостные генераторы имеют малые рабочие токи и омические потери. Основной вид потерь в емкостных генераторах связан с утечками тока через изоляцию и паразитные емкости C' . Первый тип утечек определяется тем, что сопротивление изоляции в емкостных генераторах может быть соизмеримо с сопротивлением нагрузки, так как рабочие напряжения велики, а токи малы. Второй тип утечек связан с реактивными сопротивлениями паразитных емкостей ($X'_C = 1/\omega C'$). Их роль тем больше, чем выше частота изменения напряжения u_c .

Наибольшие значения dC/dt осуществимы при вращении одних пластин конденсаторов относительно других, как показано на рис. 9.12, б, где 1 — неподвижные пластины на статоре, 2 — вращающиеся пластины, закрепленные на роторе. Когда пластины 1 и 2 располагаются напротив друг друга, емкость конденсатора максимальна, если пластины ротора смещены — емкость минимальна.

Электрическая связь с ротором обеспечивается щеточным контактом 3. Наличие последнего существенно снижает надежность

генератора и ограничивает область его применения. Наибольший практический интерес представляют бесконтактные емкостные генераторы, например емкостный генератор с плавающим ротором, конструктивное исполнение рабочего звена которого показано на рис. 9.13, а, а развертка активной зоны — на рис. 9.13, б. Статор генератора содержит набор радиальных плоских основных пластин 1, попарно противоположащих друг другу, к которым подводится напряжение u_c . Ротор выполнен в виде звездообразного диска, плоские лопасти 2 которого находятся в зазоре между основными неподвижными пластинами 1. При вращении ротора емкость основных пластин периодически меняется. Когда ось лопасти 2 совпадает с линией А (рис. 9.13, б), емкость максимальна $C_{\max}$, так как минимален суммарный непроводящий зазор между основными пластинами, а когда ось пластины 2 занимает положение Б, емкость становится минимальной $C_{\min}$. Недостатки генератора с плавающим ротором — относительно малая разница между $C_{\max}$ и $C_{\min}$ и невысокие энергетические показатели.

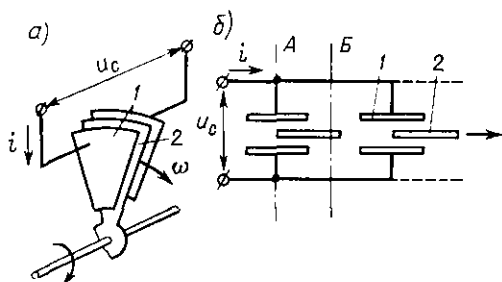


Рис. 9.13. Бесконтактный емкостный генератор с плавающим ротором (а) и развертка его активной зоны (б)

генератора с плавающим ротором — относительно малая разница между $C_{\max}$ и $C_{\min}$ и невысокие энергетические показатели.

Существенного улучшения параметров бесконтактного генератора (на 40 ... 50%) можно добиться, если использовать конструкцию с взаимно вращающимися основными пластинами конденсатора (см. рис. 9.12, б), обеспечив бесконтактную электрическую связь с ротором за счет электронно-коммутационной техники. Можно, например, ток ротора выводить во внешнюю цепь с помощью термоэлектронных пар, в которых один электрод нагревается и испускает электроны, улавливаемые вторым холодным электродом, причем один электрод размещается на статоре, а второй — на роторе. Поскольку направление тока ротора периодически меняется при $dC/dt > 0$ и $dC/dt < 0$, необходимо иметь две термоэлектронные пары для разных направлений тока. Недостатки такой схемы коммутации связаны с необходимостью нагревать и охлаждать электроды термоэлектронных пар. В этом плане интересны исследования электронных коммутаторов с холодной эмитирующей поверхностью, использующих, например, эффект автоэлектронной эмиссии при высоких рабочих напряжениях. В целом электронные схемы электрической связи между статором и ротором представляются удачным решением для бесконтактных емкостных генераторов, поскольку их рабочие токи весьма малы (доли или единицы ампер).

Электрические схемы емкостных генераторов могут быть различными *. На рис. 9.14 в качестве примера приведена схема генератора постоянного тока. Она содержит основную переменную емкость C , изменяющуюся от $C_{\min}$ до $C_{\max}$, вспомогательные балластные емкости C_1 и C_2 , паразитную емкость утечки C' и два вентиля B_1 и B_2 .

Параллельно с емкостью C_1 включается подзарядный вспомогательный источник с напряжением u_1 , практически не затрачивающий электрической мощности, а параллельно с емкостью C_2 включается нагрузка R_H (под напряжением u_2). Работает схема следующим образом. Пусть емкость C_1 заряжена, а основная емкость C

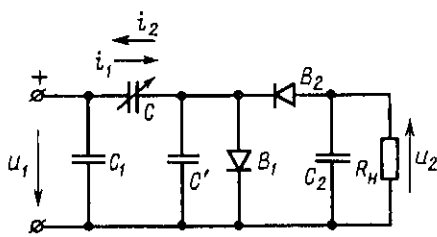


Рис. 9.14. Электрическая схема емкостного генератора

увеличивается ($dC/dt > 0$). Тогда через C течет ток i_1 , который замыкается через вентиль B_1 и емкость C_1 . Заряд с C_1 частично переходит на C и основная емкость заряжается. Когда емкость C уменьшается ($dC/dt < 0$), через нее начинает течь ток i_2 (противоположный току i_1), замыкающийся через нагрузку R_H , вентиль B_2 и емкость C_1 , которая при этом снова заряжается. Одновременно заряжается и балластная емкость C_2 . Когда C начинает возрастать, снова течет ток i_1 , а ток в нагрузке поддерживается за счет разряда на нее емкости C_2 .

Часть рабочего тока шунтируется емкостью C' . Генерирование электрической мощности за каждый цикл изменения C определяется тем, что при увеличении емкости C напряжение на ней $u_C = u_1$ за счет шунтирующего действия вентиля B_1 , в то время как при уменьшении C напряжение на ней возрастает до значения $u_C = u_1 + u_2$. Поэтому энергия, согласно (9.29), за цикл отрицательная, т. е. устройство работает как генератор.

Если напряжения u_1 и u_2 меняются слабо за счет действия балластных емкостей, то можно принять $u_1 \approx U_1 \approx \text{const}$, $u_2 = U_2 = \text{const}$, т. е. генератор выдает практически постоянный ток. Можно показать, что максимальная энергия генератора, вырабатываемая за один цикл изменения C ,

$$W = 0,25 (C_{\max} - C_{\min})^2 (U_1 + U_2)_{\text{пр}}^2 / (C_{\max} + C'), \quad (9.30)$$

где $(U_1 + U_2)_{\text{пр}}$ — предельно допустимое напряжение на емкости C .

* Преобразование тепла и химической энергии в электроэнергию в ракетных системах: Пер. с англ. / Под ред. В. А. Кириллина, А. Е. Шейндлика. — М.: Иностранная литература, 1963.

Соответственно мощность генератора

$$P = pnW/60, \quad (9.31)$$

где p — число циклов изменения C за оборот; n — число оборотов в минуту.

Наилучшими показателями генератор обладает в случае, когда первичное U_1 и вторичное U_2 напряжения соответственно имеют вид:

$$\begin{aligned} U_1 &= 0,5(C_{\max} + C_{\min} + 2C')(U_1 + U_2)_{\text{нр}}/(C_{\max} + C'); \\ U_2 &= 0,5(C_{\max} - C_{\min})(U_1 + U_2)_{\text{нр}}/(C_{\max} + C'). \end{aligned} \quad (9.32)$$

Как следует из полученных формул, мощность генератора пропорциональна частоте вращения ротора и является квадратичной зависимостью от напряжения и разности $C_{\max}$ и $C_{\min}$.

Одна из главных проблем для емкостных параметрических генераторов — реализация в них высоких напряжений. Оценим уровень электрической напряженности, при котором емкостные генераторы, использующие энергию электрического поля, могут конкурировать по энергетическим показателям с рассмотренными в предыдущих главах индуктивными генераторами, использующими энергию магнитного поля.

Так как удельная энергия для магнитного поля $w_m = B^2/(2\mu)$, а для электрического поля $w_{\text{эл}} = \epsilon E^2/2$ (где B и E — магнитная индукция и электрическая напряженность, μ и ϵ — магнитная и диэлектрическая проницаемости), то при типичных значениях индукции $B \approx 1$ Тл и $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, $\epsilon = \epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м равенство $w_m = w_{\text{эл}}$ имеет место, если $E = 3 \cdot 10^8$ В/м. Реализация таких напряженностей — сложная задача. Однако, поскольку емкостные генераторы не нуждаются в тяжелом магнитопроводе и имеют малые потери, они могут конкурировать с индуктивными генераторами уже при полях $E \approx (0,5 \dots 1) \cdot 10^8$ В/м (или 50 ... 100 кВ/мм). Для создания таких полей требуются специальные меры, так как в нормальных условиях, например, для воздуха пробивная напряженность $E_{\text{пр}} = 3$ кВ/мм. Существенно большие значения E можно получить в твердых или жидких диэлектриках, газах при высоких давлениях и в вакууме.

Первый путь малопригоден для емкостных генераторов, так как использование твердых диэлектриков приводит к большим зазорам между статорными и роторными пластинами конденсаторов, что снижает емкость конденсаторов и требует чрезмерно высоких рабочих напряжений.

Применение жидких диэлектриков в емкостных генераторах хотя и возможно, приводит к недопустимо большим гидравлическим потерям.

Более реальным является использование в емкостных генераторах сжатых газов. Например, в водороде при давлениях порядка

50 МПа удается получить $E_{пр} \approx 50$ кВ/мм. Однако и в этом случае потери на трение уменьшают КПД генератора до 60% и ниже, что недопустимо.

Наибольшие перспективы имеют, по-видимому, емкостные генераторы с вакуумной изоляцией. Глубина вакуума должна быть такой, чтобы длина свободного пробега молекул остаточного газа заметно превышала характерный размер зазора между статорными и роторными пластинами. Обычно хорошие изоляционные качества при зазорах миллиметрового диапазона обеспечиваются уже при давлениях 10^{-3} мм рт. ст. и ниже. Допустимые напряженности при этом достигают 30 ... 40 кВ/мм. Важно отметить, что в вакууме пробивная напряженность $E_{пр}$ зависит от зазора δ примерно как $E_{пр} \sim \delta^{-0,5}$, поэтому желательно иметь предельно малые зазоры между вращающимися и неподвижными пластинами. Эта закономерность хорошо согласуется с необходимостью обеспечивать малые зазоры между пластинами для увеличения их емкости.

Реализация емкостных генераторов как со сжатыми газами, так и с вакуумом в нормальных условиях требует герметизации их рабочего объема, что приводит к существенному усложнению конструкции и снижению надежности генераторов.

Особые перспективы перед емкостными генераторами открываются при их использовании в космических энергоустановках, где имеется естественный глубокий вакуум. Подобные емкостные генераторы могут оказаться эффективным источником высокого напряжения (10 ... 100 кВ) для питания ионных электрореактивных двигателей, космических технологических устройств и т. п. Проблемы, связанные с использованием высокооборотных подшипников, работающих в вакууме при повышенных температурах, могут решаться путем применения сухой пленочной смазки или использованием газовых опор. По предварительным оценкам представляется возможным создать емкостные генераторы для работы в естественном вакууме с удельной массой $m^* \approx 0,5 \dots 1$ кг/кВт и КПД $\eta \approx 95 \dots 98\%$ при мощностях 10 ... 100 кВт и выходных напряжениях 10 ... 100 кВ.

§ 9.5. Бесконтактные электрические машины с упругим креплением подвижного элемента

Один из наиболее уязвимых элементов электродвигателя любого типа — подшипниковый узел, обладающий повышенной интенсивностью отказов и ограничивающий использование двигателя по допустимым пределам изменения температуры, давления, химического состава окружающей среды и т. п.

Для некоторых применений (например, в инструментальной технике, медицинской и технологической аппаратуре, робототехнике, моментокompенсирующих и шаговых механизмах и т. п.) могут оказаться перспективными электродвигатели с упругим креплением

подвижного элемента, не имеющие подшипников. Такие двигатели менее чувствительны к условиям окружающей среды, поэтому обладают в ряде случаев более широкими функциональными возможностями по сравнению с двигателями обычного исполнения.

Бесподшипниковые двигатели способны создавать вращательное и возвратно-поступательное движение, обеспечивать непосредственное перемещение нагрузочного элемента по сложным траекториям без применения специальных кинематических звеньев. На их основе могут реализовываться тахометрические устройства и бесподшипниковые насосы. Двигатели отличаются высокой приемистостью и быстродействием, хорошо приспособлены для работы в шаговом режиме благодаря малой инерции невращающегося подвижного элемента, позволяют устранить акустические шумы, создаваемые подшипниками.

Недостатки двигателей с упругим креплением подвижного элемента связаны главным образом с пониженными энергетическими показателями из-за малых скоростей перемещения активных участков подвижного элемента и с недостаточной степенью разработанности в настоящее время опор для подвижного элемента.

Основная идея бесподшипникового двигателя с упругим креплением подвижного элемента (условно именуемого ротором) состоит в том, что ротор фиксируется с помощью упругой опоры так, что под действием электромагнитных сил он может совершать циклические перемещения, передаваемые нагрузке в виде вращательного момента, знакопеременной линейной силы или силы, действующей вдоль более сложной заданной траектории. Заметим, что подобные устройства по характеру движения подвижного элемента имеют многочисленные естественные аналоги в природе, отличающиеся высокой эффективностью работы. Ясно, например, что человеческая рука создает самые разнообразные формы движения, в том числе вращательного, не вращаясь вокруг собственной оси; аналогично движутся крылья птиц и т. п.

Замена подшипникового узла опорой, испытывающей сложную периодическую деформацию, связана с решением специфических конструкторско-технологических задач, направленных на обеспечение приемлемых надежности и ресурса опор. Такие задачи составляют предмет самостоятельного исследования. Однако, исходя из общепринятых представлений, можно считать их принципиально разрешимыми, поскольку в технике существует большое число устройств с периодической деформацией витых и плоских пружин, сильфонов, мембран, эластичных амортизаторов и уплотнений, аналогичных обсуждаемым далее типам упругих опор.

Принцип работы. Рассмотрим вначале двигатели с коническим (вращательно-колебательным) перемещением вала, пригодные для использования в перемешивающих устройствах, медицинской аппаратуре, робототехнике и т. п. Одна из возможных конструкций двигателя показана на рис. 9.15. Ротор двигателя выполнен в виде

диска 1 с ферромагнитной активной частью. В центре диска закреплен стержень 4 (вал). Свободный конец вала соединяется с механической нагрузкой, воспринимающей момент вращения (в перемешивающих устройствах конец вала с насаженными на него лопастями помещается непосредственно в рабочую полость). Ротор закреплен с помощью упругой опоры 5, которой служит резиновая втулка, сильфон, витая пружина и т. п. В качестве опоры может применяться подпружиненный шарнир или кардан. На статоре размещены сердечники 3 с катушками 2, расположенные по окружности и примыкающие через аксиальные рабочие зазоры к торцам диска 1. Верхние и нижние сердечники закреплены на общем стальном корпусе.

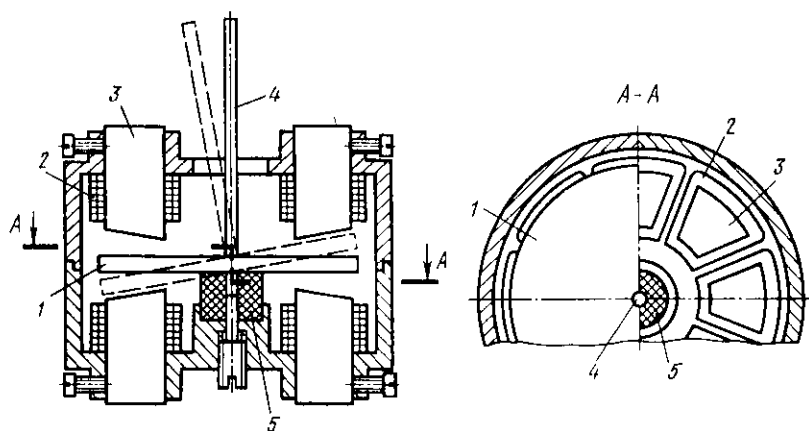


Рис. 9.15. Бесподшипниковый двигатель с коническим движением вала

Питание катушек 2 осуществляется от сети постоянного тока через управляемые вентили. В каждой ветви находятся две согласнo включенные катушки, соответствующие одному нижнему и одному диаметрально противоположному верхнему сердечнику. При поочередном включении и отключении ветвей возникает магнитное тяжение, которое перекашивает диск и заставляет его совершать колебательные волнообразные движения, подобные прецессии волчка, благодаря чему конец вала 2 описывает круговую траекторию (сканирует) и передает вращательный момент нагрузке. Для увеличения магнитного тяжения наружная часть диска или торцы сердечников имеют скосы, чтобы зазор между диском и притянувшим его сердечником был близким к постоянному.

Отметим, что при четкой фиксации конца вала в нагрузке упругая опора может не понадобиться, так как при работе двигателя диск 1 центрируется за счет симметричных магнитных сил. Конструкция двигателя упрощается, если использовать односторонний

индуктор с поочередным включением соседних пар катушек. Однако момент двигателя в этом случае уменьшается.

Возможен режим работы двигателя, когда действующие на диск силы сбалансированы так, что диск, совершая волнообразные движения, не касается торцов сердечников 4 (режим «парения»). При этом полностью исключаются трение, шумы, ударные вибрации.

Допустима работа двигателя как в непрерывном, так и в шаговом режимах. При непрерывной работе двигателя рационален режим электромеханического резонанса, при котором частота изменения магнитных сил согласована с собственной частотой колебаний диска.

Двигатель может выполняться с многофазной обмоткой переменного тока, создающей вращающееся магнитное поле, и кольцевой обмоткой униполярного подмагничивания, закрепляемой на периферии диска и играющей ту же роль, что и аналогичная обмотка в двигателях с катящимся ротором.

С помощью двигателя можно организовать не только вращение нагрузочного элемента, но и его движение по более сложной траектории, например овальной, дискретно-кусочной (в шаговом режиме) и т. п. Для этого достаточно выполнить сердечники 3 с различной длиной (или вдвинуть их на различную глубину в корпус) либо выполнить диск с переменной толщиной.

Возможны различные модификации рассмотренного двигателя, одна из которых показана на рис. 9.16. Двигатель содержит цилиндрический ротор 1 с обмоткой униполярного подмагничивания 2 и статор с конической расточкой, набранный, например, из С-образных сердечников 3 с катушками 4. Ротор крепится с помощью эластичной прокладки 5 или упругого стержня. При питании обмотки 2 постоянным током и поочередном включении катушек 4 конец вала 6 будет совершать круговые движения, передаваемые нагрузке. Благодаря прокладкам 5 можно легко обеспечить движение ротора без его касания расточки статора.

Процессы в двигателе. Рассмотрим процессы в двигателе, изображенном на рис. 9.15. Пусть δ_0 — средний зазор между диском 1 и сердечником 3 при среднем (неперекошенном) положении диска, а $\delta_{\min}$ — минимальный зазор между диском и притянувшим его сер-

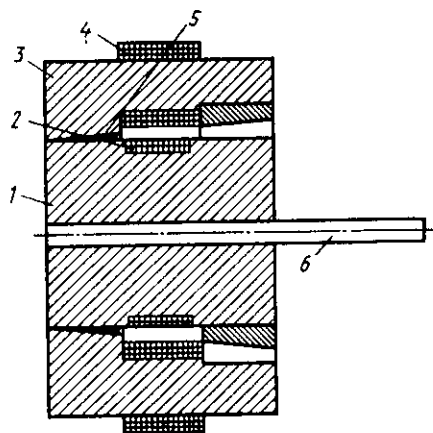


Рис. 9.16. Двигатель с упругим креплением ротора и обмоткой униполярного подмагничивания

дечником при перекошенном положении диска. Если ввести угловую координату φ , отсчитываемую от радиуса диска для $\delta_{\min}$, то зазор между перекошенным диском и поверхностью торцов сердечников

$$\delta = \delta_{\min} + (\delta_0 - \delta_{\min})(1 - \cos \varphi) \quad (9.33)$$

или

$$\delta = \delta_{\min} - (\delta_0 - \delta_{\min}) \cos \varphi. \quad (9.33a)$$

Зазор между диском и сердечником, соседним по отношению к сердечнику, для которого $\delta = \delta_{\min}$,

$$\delta_1 = \delta_{\min} + (\delta_0 - \delta_{\min})[1 - \cos(2\pi/N)], \quad (9.34)$$

где N — число сердечников по одну сторону диска.

При поочередном включении одной нижней и одной диаметральной верхней катушки движение диска осуществляется за счет сил магнитного тяжения, развиваемых при изменении зазора от δ_1 до $\delta_{\min}$, поэтому можно ожидать, что по основным характеристикам двигатель будет близок к синхронному двигателю с катящимся ротором, в частности к его дисковой модификации, а также к синхронному реактивному двигателю с рабочим зазором $\delta_{\text{ср}} \approx \approx 0,5(\delta_{\min} + \delta_1)$.

Согласно закону полного тока при произвольном δ запишем:

$$k_\mu B_\delta \delta \mu_0 = I \omega, \quad (9.35)$$

где k_μ — коэффициент, учитывающий насыщение стали; B_δ — индукция в зазоре; ω — число витков одной катушки; I — ток в катушке, который предполагается постоянным в период питания катушки. В дальнейшем действующее значение тока будет связано с частотой питания.

В пределах зазора $B_\delta = \text{const}$, так как зазор δ между активными сердечниками и диском мал ($\delta_{\min} \leq \delta \leq \delta_1$) и постоянен благодаря скосам торцов сердечников. Если ввести линейную нагрузку катушки $A = I \omega / l$ (где l — осевая длина катушки) и аксиальный геометрический коэффициент $\lambda = l/D$ (где D — диаметр средней окружности активной зоны, т. е. окружности в зазоре, проходящей через осевые линии катушек), то

$$B_\delta = \mu_0 A \lambda D / k_\mu \delta. \quad (9.36)$$

Сила притяжения диска к сердечнику

$$F \approx B_\delta^2 S / 2 \mu_0, \quad (9.37)$$

где S — площадь поперечного сечения сердечника.

Формула (9.37) широко применяется для электромагнитов с малыми зазорами.

При перемещении диска за счет магнитного тяжения одного нижнего и одного верхнего сердечника реализуется механическая энергия

$$W = 2 \int_{\delta_1}^{\delta_{\min}} F(-d\delta) = \mu_0 A^2 \lambda^2 D^2 S (\delta_{\min}^{-1} - \delta_1^{-1}) / k_\mu^2. \quad (9.38)$$

Механической силой $F_{\text{упр}}$, действующей на диск со стороны упругого элемента, пренебрегаем, так как она обычно много меньше F и служит лишь для фиксации диска.

Площадь $S = ab$, где $a = \pi D \alpha / N$ — ширина сердечника вдоль окружности диаметром D ; α — коэффициент полюсного перекрытия; $b = \lambda_r D$ — высота сердечника вдоль радиуса; λ_r — радиальный конструктивный коэффициент.

Переходя к безразмерным зазорам, с учетом (9.34) окончательно получим

$$W = \mu_0 A^2 \lambda^2 D^3 \alpha \pi \lambda_r f(\delta_{\min}^*) / (k_\mu^2 N \delta_0^*); \quad (9.39)$$

$$f(\delta_{\min}^*) = \frac{\left(1 - \cos \frac{2\pi}{N}\right) (1 - \delta_{\min}^*)}{\delta_{\min}^* \left[1 - (1 - \delta_{\min}) \cos \frac{2\pi}{N}\right]}, \quad (9.40)$$

где $\delta_0^* = \delta_0 / D$, $\delta_{\min}^* = \delta_{\min} / \delta_0$.

Энергия W через конец вала передается нагрузке. Если вал скакирует с частотой n (об/мин), то развиваемая двигателем мощность

$$P = \frac{n}{60} N W = \frac{\mu_0 A^2 \lambda^2 \lambda_r \alpha \pi D^3 n f(\delta_{\min}^*)}{60 k_\mu^2 \delta_0^*}. \quad (9.41)$$

Момент двигателя

$$M = \frac{30P}{\pi n} = \frac{\mu_0 A^2 \lambda^2 \lambda_r \alpha D^3 f(\delta_{\min}^*)}{2 k_\mu^2 \delta_0^*}. \quad (9.42)$$

Параметры двигателя удобно выразить через максимальную индукцию $B_{\delta \max}$ в зазоре $\delta_{\min}$, выбираемую с учетом насыщения стали. Из (9.36) получим

$$A \lambda = k_\mu B_{\delta \max} \delta_{\min} / (\mu_0 I); \quad (9.43)$$

$$P = \alpha \pi \lambda_r B_{\delta \max}^2 D^3 \delta_{\min}^2 \delta_0^* n f(\delta_{\min}^*) / (60 \mu_0). \quad (9.44)$$

Потери в катушках

$$\Delta p = 2 j^2 \rho Q k_3, \quad (9.45)$$

где j — плотность тока; ρ — удельное сопротивление материала провода; Q — объем одной катушки; k_3 — коэффициент заполнения катушки.

Если пространство между сердечниками полностью занято катушками, то можно получить следующую формулу:

$$\Delta p = \frac{8(\lambda_r N + \pi) A^2 \lambda D p}{\pi(l - a) k_3}. \quad (9.46)$$

Согласно оценкам, при средних частотах вращения ($n \leq 10^3$ об/мин) потери в стали будут незначительны (даже при сплошных сердечниках и диске). Потери на деформацию упругой опоры также малы, поскольку, во-первых, $F_{\text{упр}} \ll F$ и, во-вторых, для стальных пружин с несоприкасающимися витками или упругих втулок из высококачественной резины механический гистерезис практически отсутствует. Аэродинамические потери могут не учитываться, так как в двигателе отсутствует вращение, поэтому КПД двигателя $\eta \approx P/(P + \Delta p)$.

Рассмотрим случай питания двигателя от сети с постоянным напряжением U . Если R_k — сопротивление катушки, то при последовательном подключении двух катушек к сети и неподвижном диске по ним течет ток $I_0 = U/2R_k$, которому соответствует линейная нагрузка A_0 . В рабочих режимах при поочередной коммутации катушек действующее значение тока в них будет снижаться по мере увеличения n , так как время включения катушки становится соизмеримым с ее постоянной времени $\tau_k = L_k/R_k$, где $L_k = \mu_0 S \omega^2 / (k_\mu \delta_{\text{ср}})$ — средняя индуктивность катушки (без учета рассеяния). Нетрудно получить следующую формулу:

$$\tau_k = \frac{\mu_0 a b l h_k k_\mu}{2 k_\mu \delta_{\text{ср}} (a + b + 2 h_k)}, \quad (9.47)$$

где h_k — толщина катушки; $\delta_{\text{ср}} = 0,5(\delta_{\text{min}} + \delta_1)$.

Очевидно, что действующее значение тока

$$I = I_0 \sqrt{\frac{1}{t_k} \int_0^{t_k} (1 - e^{-t/\tau_k})^2 dt},$$

где $t_k = 60/nN$ — время включения катушки.

Коэффициент снижения тока

$$k_i = \frac{I}{I_0} = \sqrt{1 - \frac{2\tau_k}{t_k} (1 - e^{-t_k/\tau_k}) + \frac{\tau_k}{2t_k} (1 - e^{-2t_k/\tau_k})}. \quad (9.48)$$

Если при расчетах использовать A_0 , то в полученных формулах необходимо умножить линейную нагрузку на k_i . Следует иметь в виду, что при больших n кроме снижения тока в катушках возрастает роль вихревых токов в сердечниках и диске и последние должны выполняться шихтованными. Шихтовка сердечников не вызывает затруднений, а диск может выполняться с наружным венцом, навитым из ленточной стали.

Оценим порядок критической частоты $n_{кр}$, при которой ротор теряет соприкосновение с сердечниками и начинает двигаться в режиме «парения». Такой режим определяет предельную частоту вращения конца вала и соответствует бесшумной работе двигателя, поэтому значение $n_{кр}$ — важный параметр двигателя.

Очевидно, при $n = n_{кр}$ инерционные силы становятся соизмеримыми с магнитными. Локальное перемещение диска можно в общем виде представить как бегущую волну смещения (перекоса), так что, согласно (9.33, а),

$$\delta(\varphi, t) = \delta_0 - (\delta_0 - \delta_{min}) \cos(\varphi - \omega_p t),$$

где $\omega_p = \pi n / 30$.

Ускорение диска

$$d^2\delta/dt^2 = \omega_p^2 (\delta_0 - \delta_{min}) \cos(\varphi - \omega_p t). \quad (9.49)$$

Верхняя оценка инерционной силы, действующей на одну половину диска и осредненной по φ :

$$\langle F_{ин} \rangle_{\varphi} = \frac{m_d}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{d^2\delta}{dt^2} d\varphi,$$

где m_d — масса диска.

С учетом (9.49) эту силу можно осреднить также по времени за период t_k , таким образом

$$\langle F_{ин} \rangle_{\varphi, t} = (m_d \omega_p / \pi t_k) (\delta_0 - \delta_{min}) (1 - \cos \omega_p t_k).$$

Раскрывая m_d , ω_p и t_k , получим

$$\langle F_{ин} \rangle_{\varphi, t} = \pi D^2 (1 + \lambda_r)^2 \Delta \gamma N n^2 \delta_0 (1 - \delta_{min}^*) \left(1 - \cos \frac{2\pi}{N}\right) / (2 \cdot 60^2), \quad (9.50)$$

где γ — плотность материала диска; Δ — толщина диска.

Средняя сила магнитного тяжения на одну половину диска определяется из (9.39) как $\langle F \rangle = 0,5 W (\delta_1 - \delta_{min})$ или после подстановок

$$\langle F \rangle = \frac{\mu_0 A^2 \lambda^2 D^3 \alpha \pi \lambda_r}{2 k_{\mu}^2 \delta_0^* \delta_{min} N [1 - (1 - \delta_{min}^*) \cos(2\pi/N)]}. \quad (9.51)$$

Приравнявая (9.50) и (9.51), получим

$$n = n_{кр} = \frac{60 A \lambda}{k_{\mu} N \delta_0^* (1 + \lambda_r)} \times \sqrt{\frac{\mu_0 \alpha \lambda_r}{\delta_{min} \Delta \gamma (1 - \delta_{min}^*) \left(1 - \cos \frac{2\pi}{N}\right) \left[1 - (1 - \delta_{min}^*) \cos \frac{2\pi}{N}\right]}}. \quad (9.52)$$

Приближенный расчет двигателя. Расчет двигателя проводится в следующем порядке. Задаются параметрами D , $\delta_{\min}$, δ_0 , N , α , λ_r , k_3 , $B_{\delta \max}$ (с учетом допустимого насыщения сердечников). Находится $h_k = \pi D(1-\alpha)/(2N)$. Выбирается действующее значение плотности тока в катушках j_d с учетом вида их охлаждения. Определяется реальная плотность тока j , которая при прямоугольной форме кривой $j(t)$ в $\sqrt{N}$ раз больше j_d , затем $A = j h_k k_3$. Из (9.36) при $\delta = \delta_{\min}$ и $B_\delta = B_{\delta \max}$ находится λ и затем l . По (9.41) определяется мощность двигателя P , затем при необходимости учитывается k_i и определяются уточненные значения A и P , после чего по (9.46) — потери и КПД. Оцениваются габариты двигателя: осевая длина $L = 2(\Delta_k + l + \delta_0) + \Delta$ и наружный диаметр $D_n = k_D D(1 + \lambda_r)$, где $k_D \approx 1,1 \dots 1,15$. Толщина корпуса Δ_k может выбираться равной толщине диска Δ , причем $\Delta \approx 0,5a$. В заключение оценивается масса двигателя.

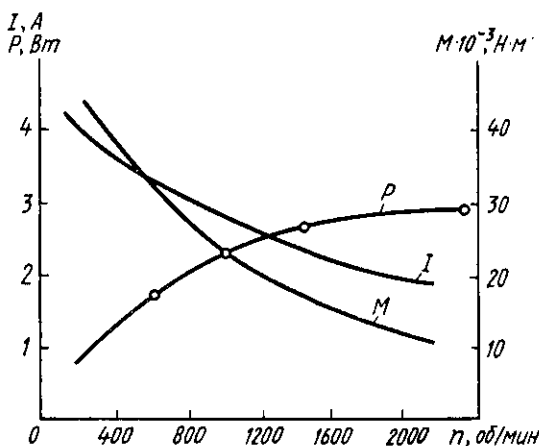


Рис. 9.17. Характеристика макета двигателя с коническим движением вала

В качестве примера был рассчитан двигатель со следующими параметрами: $D=0,1$ м; $\delta_{\min}=0,2$ мм; $\delta_0=10$ мм; $N=8$; $\alpha=0,7$; $\lambda_r=0,4$; $k_3=0,4$; $B_{\delta \max}=1,5$ Тл; $h_k=5,7$ мм; $j_d=3,53$ А/мм²; $j=10$ А/мм²; $A=2,28 \cdot 10^4$ А/м; $\lambda=0,136$; $l=13,6$ мм.

При $n=600$ об/мин мощность двигателя составляет $P=29,5$ Вт, потери $\Delta p=21,7$ Вт, КПД $\eta \approx 0,576$, габариты: $L=8$ см, $D_n=14$ см, масса 8 кг.

Экспериментальные макеты. Для проверки развитой выше приближенной теории двигателя был создан его макет, у которого $D=60$ мм, $\lambda=0,35$, $\lambda_r=0,417$, $\alpha=0,7$, $N=8$, $\delta_0=2,55$ мм; $\delta_{\min}=1,04$ мм.

На рис. 9.17 приведены зависимости $M(n)$, $P(n)$, $I(n)$, хорошо согласующиеся с физикой протекающих процессов и подтвержденные экспериментально с достаточной точностью. Расчет $n_{кр}$ по (9.52) дал практически точное совпадение с экспериментом: расчетное значение $n_{кр}=3162$ об/мин, экспериментальное $n_{кр}=3149$ об/мин.

Как показали испытания макета, двигатель обладает хорошими динамическими характеристиками и обеспечивает любую частоту приемистости вплоть до $n=n_{кр}$. Время запуска, останова и перехода с одной скорости на другую (при скачкообразном изменении n в любых пределах от 0 до $n_{кр}$) определялось электрической постоянной времени катушек τ_k (около 0,03 с), поскольку время механического перемещения диска под действием силы F в пределах $\delta_{ср}$, как показывают оценки, было на порядок меньше.

Особое внимание при исследовании макета двигателя было уделено упругой опоре, в качестве которой исследовалась втулка из обычной вакуумной резины.

Сила упругости $F_{упр}$ со стороны опоры на диск массой 200 г составляла примерно 2,5 Н, что в 15...20 раз меньше электромагнитной силы F . Это оправдывало пренебрежение $F_{упр}$ при расчетах.

На основе рассмотренного двигателя с круговым движением вала можно реализовать бесподшипниковый перистальтический насос, эскиз которого приведен на рис. 9.18. Насос работает следующим образом. В рабочий зазор между диском 3 и тонкой кольцевой опорой 2, наложенной на торцы сердечников 5 с катушками 1, помещается разомкнутая эластичная упругая кольцевая камера 4, выводы которой включаются в разрез магистрали с жидкостью (или газом). Магнитная сила, действующая на диск, достаточна для полного пережима камеры. При движении диска точка пережима камеры перемещается по окружности, обеспечивая создание нагнетательного или отсасывающего эффекта в магистрали. Использование упругой опоры в насосе необязательно, так как ее роль может выполнять непосредственно упругая рабочая камера. Такой насос может применяться, например, вместо медицинских роликовых насосов, имеющих большое число вращающихся деталей (обойму, ролики) и подшипниковые узлы.

В Московском авиационном институте для НИИ трансплантологии искусственных органов и тканей был изготовлен такой насос, обеспечивающий работу аппарата искусственного кровообращения (АИК). В качестве кольцевой камеры, размещенной по окружности диаметром 240 мм, использовалась полиуретановая

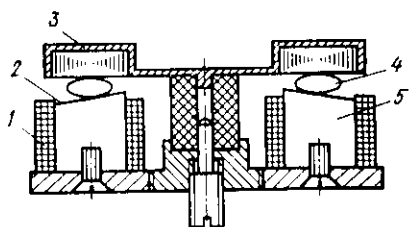


Рис. 9.18. Бесподшипниковый перистальтический насос

трубка с наружным диаметром 17 мм, толщиной стенки 2,5 мм. Индуктор состоял из восьми сердечников с обмотками, поочередно запитываемыми от транзисторного инвертора, причем число одновременно включенных катушек варьировалось от 1 до 3, что позволяло регулировать силу притяжения диска к индуктору. Благодаря регулированию частоты тока инвертора можно было изменять частоту вращения точки обкатывания камеры n от 20 до 300 об/мин.

На рис. 9.19 приведены pQ -характеристики насоса (зависимости напора p от расхода Q) при различных n . Максимальные значения достигали $Q_{\max} = 10$ л/мин, $p_{\max} = 760$ мм рт. ст. (избыточное давление). Область pQ , необходимая для работы АИК, обозначена на рис. 9.19 заштрихованным прямоугольником и с запасом перекрывается экспериментально снятыми pQ -характеристиками.

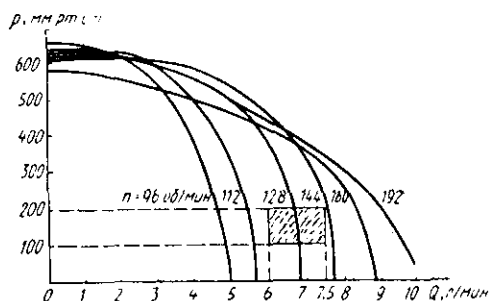


Рис. 9.19. pQ -характеристики макета перистальтического насоса для аппарата искусственного кровообращения

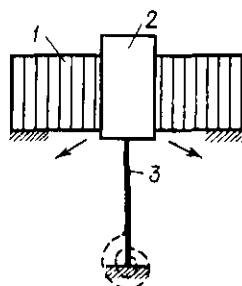


Рис. 9.20. Асинхронный линейный двигатель с упругим креплением подвижного элемента

Снижение $p_{\max}$ (при $Q=0$) по мере увеличения n связано с уменьшением тока в катушках индуктора при росте частоты и их индуктивного сопротивления. Питание инвертора осуществлялось от источника постоянного напряжения. Увеличение напряжения приводило к росту $p_{\max}$ и $Q_{\max}$, т. е. вызывало смещение pQ -характеристик. Таким образом, регулирование насоса может осуществляться тремя путями: изменением частоты инвертора (соответственно скорости обкатывания камеры), изменением питающего напряжения и варьированием числа одновременно включенных катушек индуктора.

Насос был снабжен системой охлаждения, предотвращающей нагрев рабочего тела (крови) из-за потерь в катушках и диске. Для ликвидации влияния магнитного поля на перекачиваемую среду использовался диск увеличенного диаметра и кольцевая эластичная камера размещалась вне рабочего зазора.

Насос перистальтического типа может использоваться для перекачивания любых жидкостей (топлива, масла, агрессивных сред,

биологических растворов и т. п.) в условиях, когда применение обычных насосов затруднительно или вообще невозможно (например, в вакууме, в присутствии химически активных газов или жидкостей и т. п.). По своим массогабаритным показателям он близок к стандартному роликовому перфузионному насосу. Обкатывание эластичной камеры в нем осуществляется вращающимися роликами, закрепленными в обойме, которая, в свою очередь, приводится во вращение обычным электродвигателем. Регулирование характеристик роликового насоса может достигаться только изменением частоты вращения обоймы с роликами.

Модификации двигателей. Опоры. Упругое крепление подвижного элемента может применяться в линейных двигателях различного типа. На рис. 9.20 показан эскиз асинхронного линейного двигателя. Он содержит торцовый линейный (или дуговой) индуктор 1, подвижный элемент 2 маятникового типа из высокопроводящего материала и плоскую или спиральную пружину 3, на которой крепится подвижный элемент. Индуктор создает бегущее магнитное поле с циклически изменяющимся направлением движения, которое, как и в обычном асинхронном двигателе, увлекает элемент 2 и заставляет его совершать колебательные движения, передаваемые механической нагрузке.

Пружинная связь между статором и подвижным элементом естественным образом обеспечивает торможение подвижного элемента в крайних положениях, в то время как в обычных линейных двигателях для этой цели часто применяются специальные демпферы.

Наличие пружины не ухудшает существенно энергетические характеристики линейного двигателя, поскольку энергия, затрачиваемая на изгиб пружины, циклически переходит в кинетическую энергию подвижного элемента. Очевидно, что наилучшие режимы работы двигателя реализуются при электромеханическом резонансе, когда потери будут минимальными.

Благодаря пружине обмотка индуктора может подключаться к однофазной сети без каких-либо переключающих элементов. Как известно, магнитное поле однофазного индуктора раскладывается на прямо и обратно бегущую волну. После первоначального отгиба пружины элемент 2 начинает двигаться под действием упругих сил и ускоряется прямо бегущим полем. Когда элемент 2 доходит до противоположного крайнего положения, он начинает обратное движение под действием пружины и ускоряется обратно бегущим полем и т. д.

Аналогично, упругое крепление ротора может осуществляться в синхронных линейных двигателях, линейных двигателях постоянного тока и др. В общем случае подвижный элемент может содержать обмотки с гибкими токопроводами и стальные магнитопроводы.

Один из наиболее важных вопросов, возникающих при изучении бесподшипниковых двигателей, — оценка долговечности упру-

гой опоры. В первом приближении, без учета специфического характера деформации, такую оценку можно получить на основе имеющихся данных о предельном числе нормальных циклов срабатывания витых пружин, сильфонов, пластинчатых пружин и т. п.

Если считать, что механические напряжения в витой пружине в несколько раз меньше предельно допустимых, то число циклов ее деформации может достигать $N_{\text{ц}} \approx 10^7$. При этом ресурс двигателя с коническим движением вала при $n=10$ об/с составит около 300 ч, а при $n=1$ об/с (например, в бесподшипниковом насосе) — 3000 ч. Для сильфонов можно принять $N_{\text{ц}} \approx 10^5$ при стандартной вероятности безотказной работы на уровне 0,9 и, следовательно, полученные оценки ресурса уменьшаются на два порядка. Пластинчатые пружины типа рессор имеют $N_{\text{ц}} \approx 10^6$ при относительно малых углах изгиба. В то же время у подшипников $N_{\text{ц}}$ может составлять 10^8 и более. Таким образом, по долговечности металлические упругие опоры существенно уступают подшипникам при нормальных окружающих условиях. Этот же вывод верен и для неметаллических упругих опор, хотя долговечность износостойких резин и эластичных полимеров в последние годы быстро возрастает.

Несмотря на то, что значение $N_{\text{ц}}$ у подшипников больше, чем у упругих опор, при их сравнении по долговечности следует учитывать тот факт, что замена упругой опоры в процессе эксплуатации намного проще замены подшипника. Упругая опора не требует смазки (а именно старение смазки определяет долговечность малых электрических машин) и примерно в 10 раз дешевле подшипника. Поэтому есть основания полагать, что по долговечности двигатели с упругими опорами, имеющие частоты вращения порядка сотен оборотов в минуту и ниже, могут быть приближены к подшипниковым двигателям малой мощности, многие из которых имеют среднюю наработку на отказ порядка $10^3 \dots 10^4$ ч при нормальных условиях окружающей среды. По мере усложнения окружающих условий (например, повышении температуры до $200 \dots 250^\circ\text{C}$) конкурентоспособность упругих опор по отношению к подшипникам возрастает из-за заметного снижения расчетной долговечности последних.

В любом случае двигатели с упругими опорами, даже уступая двигателям с подшипниками по долговечности, обладают по сравнению с ними принципиальным преимуществом — способностью работать в условиях, вообще исключающих использование подшипников — при высоких температурах, в глубоком вакууме, в присутствии агрессивных сред, при ионизирующих излучениях и т. п. Если опора выполняется на основе шарнира или кардана, она может превосходить подшипники по долговечности и надежности.

Заметим, что упругая связь между ротором и статором может представлять определенный практический интерес и в обычных электрических машинах с подшипниковыми опорами. Рассмотрим, например, обычный однофазный асинхронный двигатель, у кото-

рого ротор и статор связаны упругим элементом, допускающим вращение ротора в прямом и обратном направлениях с ограниченным ходом (в пределах не менее нескольких десятков оборотов). Очевидно, что, как и рассмотренный выше линейный двигатель, обычный однофазный двигатель благодаря упругой связи ротора и статора может работать в режиме самопроизвольного реверса при прямом питании от однофазной сети без какой-либо коммутации цепей. Такой режим бывает необходим в строгальных, шлифовальных, ткацких и других станках, в бытовых приборах и т. п. Отсутствие циклически работающих коммутаторов повышает надежность привода и расширяет область его применения.

Основная особенность однофазного асинхронного двигателя с упругой связью ротора и статора, как и линейного двигателя на рис. 9.20, — работа в режиме непрерывно изменяющегося скольжения. Это не позволяет применить к нему непосредственно известную теорию асинхронной машины. Приближенный анализ подобных устройств основывается на балансе действующих на ротор моментов: электромагнитного $M_{эм}$, от упругих сил $M_{упр}$, динамического M_d и нагрузочного M_n . При однофазном питании $M_{эм}$ определяется суммой моментов для прямого $M_{эм1}$ и обратного $M_{эм2}$ вращающихся полей. В первом приближении (см. § 7.7)

$$M_{эм1} \approx 2M_m \left(\frac{s_1}{s_{m1}} + \frac{s_{m1}}{s_1} \right)^{-1}, \quad M_{эм2} = -2M_m \left(\frac{s_2}{s_{m2}} + \frac{s_{m2}}{s_2} \right)^{-1},$$

где M_m — модуль максимума $M_{эм}$, зависящий от параметров питающей сети и сопротивлений обмоток; s_1 и s_2 — скольжения для прямого и обратного полей; s_{m1} , s_{m2} — скольжения, соответствующие M_m .

Учитывая, что $s_2 = 2 - s_1$, $s_{m2} = 2 - s_{m1}$, можно выразить $M_{эм1}$ и $M_{эм2}$ через s_1 . Остальные моменты также представляются в виде зависимостей от s_1 .

Момент $M_{упр}$ зависит от угла поворота ротора $\alpha = \alpha_{max} - \int_0^t \omega_1 dt = \alpha_{max} - \omega_{сх} \int_0^t (1 - s_1) dt$, где α_{max} — начальный максимальный угол закрутки; $\omega_{сх}$ — модуль синхронной угловой скорости.

Динамический момент $M_d = -Jd\omega/dt = J\omega_{сх}ds_1/dt$. Момент M_n может задаваться в функции угла α и, следовательно, s_1 . В частности, при постоянном нагрузочном моменте, встречном по отношению к направлению вращения ротора, имеем $M_n = -C \operatorname{sign}(1 - s_1)$, где $C = \text{const}$. Суммируя все моменты, получим нелинейное уравнение относительно s_1 , после решения которого определяются необходимые величины, характеризующие работу двигателя.

Работу однофазного асинхронного двигателя в режиме самопроизвольного реверса можно улучшить, если стабилизировать его

скольжение значительную часть рабочего цикла. Этого можно достичь также размещением пружинных элементов, ограничивающих движение ротора, не непосредственно на двигателе, а на звеньях сопряженного с ним редуктора, что позволит двигателю совершать большое число оборотов между крайними положениями в режиме $s_{1(2)} \approx \text{const}$.

Возможна модификация БЭМ с коническим движением вала, в которой на подвижном элементе имеется обмотка с током, взаимодействующим с магнитным полем индуктора. Рассмотрим машину, изображенную на рис. 9.21. Она содержит индуктор 1 с обмоткой 2,

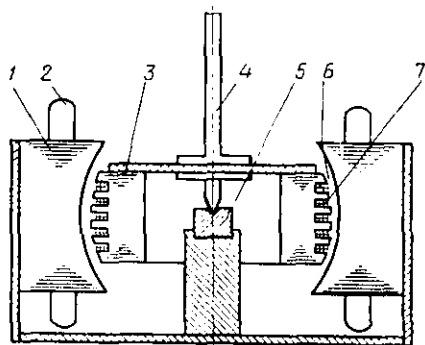


Рис. 9.21. Двигатель с коническим движением вала и обмоткой на подвижном элементе

создающей вращающийся двухполюсный магнитный поток, и ротор 3, отделенный от индуктора сферическим рабочим зазором 6 и закрепленный на центральной шарнирной опоре 5, которая совмещена с центром сферического профиля зазора 6. На роторе со стороны рабочего зазора размещена соленоидальная обмотка 7, питаемая постоянным током через гибкие токоподводы. Электромагнитные силы, действующие на диаметрально противоположные участки обмотки 7, направлены в разные стороны, благодаря чему ротор перекашивается и

совершает волнообразные движения, как и ротор двигателя, показанного на рис. 9.15. Ограничение амплитуды колебаний ротора и его фиксации на опоре 5 может обеспечиваться с помощью упругой (например, резиновой) мембраны, растяжек и т. п. Рабочий момент от ротора передается на стержень 4, сопряженный с нагрузкой. В такой конструкции рабочий зазор при движении ротора остается постоянным и может быть выполнен малым, что улучшает пусковой режим двигателя.

Электромагнитные процессы в двигателе приближенно описываются следующим образом. Пусть высота ротора h , глубина зубцовой зоны Δ , коэффициент заполнения зубцовой зоны активными проводниками k_z , плотность тока в проводниках j . Индукция, созданная обмоткой индуктора, имеет вид бегущей волны:

$$B = B_{\max} \sin(\omega t - \varphi), \quad (9.53)$$

где ω — угловая частота; φ — текущая угловая координата в активной зоне.

Под действием электромагнитной силы, пропорциональной B , каждый элемент обмотки ротора совершает циклические колебания со скоростью

$$u = u_{\max} \sin(\omega t - \varphi - \beta), \quad (9.54)$$

где $u_{\max}$ — максимальная скорость перемещения; β — сдвиг по фазе между индукцией (электромагнитной силой) и скоростью в каждой точке, определяемый характером нагрузки и инерционными силами.

Если амплитуда колебаний активной зоны $Z_{\max}$, то с учетом $u = dz/dt$ при синусоидально изменяющихся u и z

$$u_{\max} = \omega Z_{\max}. \quad (9.55)$$

Электромагнитная сила, действующая на элементарный объем активной зоны dQ с диаметром D ,

$$dF = jBdQ \approx jB_{\max} \sin(\omega t - \varphi) \Delta k_3 h (D/2) d\varphi; \quad (9.56)$$

развиваемая объемом dQ механическая мощность

$$dP = u dF. \quad (9.57)$$

Интегрируя (9.57) с учетом (9.54) ... (9.56) по всему объему активной зоны и вводя безразмерные величины $Z^*_{\max} = Z_{\max}/D$; $\Delta^* = \Delta/D$; $h^* = h/D$, получим выражение мощности двигателя

$$P \approx (\pi^2 n / 60) \cos \beta Z^*_{\max} \Delta^* h^* k_3 j B_{\max} D^3. \quad (9.58)$$

Если ввести линейную нагрузку для ротора как $A = j \Delta k_3$, то (9.58) примет вид

$$P \approx (\pi^2 / 60) \cos \beta Z^*_{\max} h^* n A B_{\max} D^3, \quad (9.59)$$

который хорошо согласуется с (1.43).

Динамические показатели машины улучшаются, если обмотку 7 разместить на тонкой сферической обечайке, помещенной в зазор между неподвижными сердечниками индуктора.

Машина, аналогичная двигателю на рис. 9.21, может работать в генераторном режиме, если разместить на индукторе постоянные магниты (например, на основе РЗМ) и обеспечить круговое движение конца стержня 4 с помощью привода. В якорной обмотке 7 при этом будет наводиться однофазная переменная ЭДС.

В отличие от линейных БЭМ рассмотренные машины с коническим движением вала могут работать с существенно большими частотами благодаря непрерывности перемещения ротора.

Главной проблемой при разработке БЭМ с упругим креплением ротора является создание надежных и долговечных конструкций опор.

Вопросы для самопроверки

1. В чем заключаются особенности параметрических преобразователей энергии?
2. Почему при сжатии магнитного потока энергия магнитного поля возрастает?
3. Может ли ударная волна отразиться от зоны с магнитным полем?
4. В чем главные различия между индуктивной и емкостной электрическими машинами?
5. Как можно реализовать сверхпроводниковый индукторный генератор?

В настоящее время повышенное внимание уделяется развитию автономной электроэнергетики, которая не только дополняет стационарную промышленную электроэнергетику, основанную на использовании крупных электрических машин, но и во многих случаях обеспечивает решение важных технических проблем электроснабжения в труднодоступных районах, на транспортных установках, в авиационно-космической, морской технике и т. п. Электрические машины средней мощности (десятки-тысячи киловатт), применяемые в автономных электроэнергетических установках, как правило, должны обладать повышенной надежностью, высокими динамическими качествами, малыми массами и габаритными размерами за счет повышенных механических, электромагнитных и тепловых нагрузок, возможностью работать в нестандартных окружающих условиях. Наиболее полно эти качества могут быть реализованы в бесконтактных электрических машинах, поэтому их значимость в электроэнергетике и электромашиностроении быстро возрастает. Серийно выпускаемые бесконтактные машины широко применяются в авиации, на наземных транспортных средствах, в судовых энергосистемах, геофизике, химическом производстве и других областях. Можно прогнозировать дальнейшее быстрое развитие и внедрение в практику бесконтактных электрических машин.

По сравнению со стандартными аналогами бесконтактные машины обладают большим многообразием типов и вариантов конструктивного исполнения, в зависимости от широко варьируемых целей и условий работы. Прогнозируя развитие бесконтактных электрических машин, можно ожидать в ближайшие годы быстрого совершенствования показателей машин с постоянными магнитами на основе РЗМ, вентильных машин постоянного тока, органически объединяющих электромеханические и полупроводниковые преобразователи, специальных типов бесконтактных машин кратковременного действия, обеспечивающих питание импульсных нагрузок. Актуальной представляется разработка бесконтактных машин, работающих при высоких и низких давлениях (в том числе в вакууме), при повышенных температурах, в среде агрессивных газов и жидкостей и т. п.

Помимо достижения утилитарных целей улучшения показателей существующих бесконтактных машин, актуальным представляется поиск новых идей, закладываемых в основу принципов действия бесконтактных машин следующих поколений. Это будет способствовать своевременному созданию научного задела для дальнейшего развития прикладной электромеханики на следующих этапах ее развития, когда потребуются решать такие проблемы, как широкое использование сверхпроводимости (низко- и высокотемпе-

ратурной), реализация источников электроэнергии на основе управляемого термоядерного синтеза, создание электродинамических ускорителей масс до космических скоростей и т. п.

Значительное внимание должно быть уделено совершенствованию методов расчета бесконтактных машин с учетом их специфических особенностей и возможностей САПР. Все перечисленные вопросы должны быть не только предметом научно-технических разработок, но и находиться в центре внимания при подготовке высококвалифицированных специалистов в вузах.

Автор надеется, что настоящее учебное пособие будет способствовать дальнейшему развитию электромеханики и автономной электроэнергетики, совершенствованию учебного процесса в этих направлениях с учетом последних достижений в отечественном и зарубежном электромашиностроении.

Общий

1. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
2. Специальные электрические машины / А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин и др. — М.: Энергоиздат, 1982.
3. Копылов И. П. Электрические машины. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Электроснабжение летательных аппаратов / В. А. Балагуров, И. М. Беседин, Ф. Ф. Галтеев и др. — М.: Машиностроение, 1975.
5. Винокуров В. А., Попов Д. А. Электрические машины железнодорожного транспорта. — М.: Транспорт, 1986.
6. Электротехнический справочник / Под ред. И. Н. Орлова и др. — М.: Энергоатомиздат, 1986. Т. 2.
7. Балагуров В. А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. — М.: Высшая школа, 1982.
8. Гольдберг О. Д., Гурин Я. С., Свириденко И. С. Проектирование электрических машин. — М.: Высшая школа, 1984.
9. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины. Ч. I и II. — М.: Высшая школа, 1987.
10. Носпелов Л. И. Конструкции авиационных электрических машин. — М.: Энергоиздат, 1982.

К главе 1

1. Котеленец Н. Ф., Кузнецов Н. Л. Испытания и надежность электрических машин. — М.: Высшая школа, 1988.
2. Ермолин Н. П., Жерихин И. П. Надежность электрических машин. — М.: Энергия, 1976.
3. Бут Д. А. Особенности расчета высокоиспользованных синхронных генераторов для автономных энергоустановок // Электричество. 1985. № 3.
4. Гиродвигатели / Ю. В. Арбузов, Б. А. Делекторский, В. Б. Никаноров и др. Под ред. И. Н. Орлова. — М.: Машиностроение, 1983.

К главе 2

1. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф. Электрические генераторы с постоянными магнитами. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
2. Электрические машины малой мощности / Д. А. Завалишин, С. И. Бардинский, О. Б. Певзнер и др. — М.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Постоянные магниты: Справочник / Под ред. Ю. М. Пятина. — М.: Энергия, 1980.
4. Справочник по электротехническим материалам / Под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Гареева. — Л.: Энергоатомиздат, 1988. Т. 3.
5. Безрученко В. А., Галтеев Ф. Ф. Электрические машины с постоянными магнитами. Итоги науки и техники. — Сер. Электрические машины и трансформаторы. — М.: ВИНТИ, 1982. Т. 5.
6. Осин И. Л., Колесников В. П., Юферов Ф. М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1976.

7. Брускин Д. Э., Зубакин С. И. Самолеты с полностью электрифицированным оборудованием. Итоги науки и техники. — Сер. Электрооборудование транспорта. — М.: ВИНТИ, 1986. Т. 6.

8. Андреев А. В., Дерягин А. В., Исаичев Ю. В. и др. / В кн. Приборы, средства автоматизации и системы управления. Вып. 2, 3, 4. Тезисы докладов III Всесоюзной конференции по постоянным магнитам. М., 1985.

К главе 3

1. Науменко В. И., Клочков О. Г. Авиационные электрические машины с интенсивным охлаждением. — М.: Машиностроение, 1977.

2. Лищенко А. И. Бесконтактные синхронные машины с автоматическим регулированием возбуждения. — Киев: Наукова думка, 1980.

3. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы. — М.: Энергия, 1970.

4. Паластин Л. М. Синхронные машины автономных источников питания. — М.: Энергия, 1980.

5. Исследование, разработка и промышленное производство бесщеточных синхронных двигателей и генераторов в СССР и за рубежом / Б. Н. Абрамович, И. К. Амбросов, М. С. Амдур и др. // Информэлектро, 1975. № 3.

6. Бут Д. А. Модификации коммутаторных генераторов повышенного напряжения // Электричество, 1982. № 3.

7. Даугулис Х. Л. Генераторы для электроснабжения железнодорожных вагонов. Бесконтактные электрические машины (БЭМ). Рига, 1970. Вып. 9.

8. Даугулис Х. Л., Куркалов И. И. Исследование генератора для электроснабжения вагонов ГЭВ-1. БЭМ, 1972. Вып. 11.

9. Ковалюк Л. А. Экспериментальные исследования опытных образцов бесконтактных электродвигателей унифицированной серии типов СДП 31-4, СДБ 41-4; СДП 81-4. БЭМ, 1976. Вып. 15.

10. Туманов В. И. Развитие конструкции бесконтактной синхронной машины с внешнезамкнутым потоком и области ее применения // Труды ВНИИЭМ, 1969. Т. 30.

11. Мурыгин А. И. Предварительный выбор основных размеров якоря торцевых бесконтактных синхронных машин. БЭМ, 1972. Вып. 11.

12. Энергетические установки космических аппаратов / С. А. Подшивалов, Э. И. Иванов, Л. И. Муратов и др. — М.: Энергоиздат, 1981.

13. Зечихин Б. С. Электрические машины летательных аппаратов. — М.: Машиностроение, 1983.

К главе 4

1. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф. Авиационные генераторы переменного тока комбинированного возбуждения. — М.: Машиностроение, 1977.

2. Балагуров В. А. Проектирование авиационных генераторов переменного тока. — М.: МЭИ, 1975. Ч. III.

3. Петраков М. Д. и др. Характеристики индукторного генератора с постоянными магнитами в пазах индуктора. БЭМ, 1975. Вып. 14.

К главе 5

1. Электрические машины в тяговом автономном электроприводе / Ю. М. Андреев, К. Г. Исаакян, А. Д. Машихин и др.; Под ред. А. П. Пролыгина. — М.: Энергия, 1979.

2. Вентильные двигатели и их применение на электроподвижном составе / Б. Н. Тихменев, Н. Н. Горин, В. А. Кучумов, В. А. Сенаторов. — М.: Транспорт, 1976.

3. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока / Н. П. Адволаткин, В. Т. Гращенков, Н. И. Лебедев и др. — Л.: Энергоатомиздат (Ленинградское отд.), 1984.

4. Овчинников И. Е. Теория вентильных электрических двигателей. — Л.: Наука (Ленинградское отд.), 1985.
5. Ледовский А. Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
6. Адволоткин Н. П., Овчинников И. Е. Вентильные электродвигатели с постоянными магнитами (Электромеханическая часть) // Электротехн. пром-сть. Сер. 01. Электрические машины: Обзор информ., 1986. — Вып. 1 (11).
7. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. — М.: Наука, 1979.
8. Глебов И. А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. — М.: Наука, 1979.
9. Глебов И. А., Кашарский Э. Г., Рутберг Ф. Г. Синхронные генераторы в электрофизических установках. — М.: Наука, 1977.
10. Балагуров В. А., Гридин В. М., Лозенко В. К. Бесконтактные двигатели постоянного тока. — М.: Энергия, 1975.
11. Волков Н. И., Миловзоров В. П. Электромашинные устройства автоматики. — М.: Высшая школа, 1986.
12. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. — М.: Высшая школа, 1980.
13. Глентерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. — Л.: Наука, 1970.
14. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И. М. Чиженко. — Киев: Техника, 1978.
15. Расчет синхронных генераторов и трансформаторов при импульсной нагрузке на емкостный накопитель энергии / С. Р. Мизюрин, С. Б. Резников, В. А. Сериков, В. В. Бочаров. — М.: МАИ, 1974.
16. Бут Д. А. Анализ и расчет вентильных генераторов // Электричество. 1987. № 7.
17. Бут Д. А. Вентильные двигатели с зависимыми инверторами // Электричество. 1987. № 11.

К главе 6

1. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. — Л.: Энергия, 1969.
3. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Недошивин Р. П. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. — М.: Энергоатомиздат, 1985.

К главе 7

1. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов / И. М. Постников, А. В. Новиков, Ю. А. Прокофьев и др. — Киев: Наукова думка, 1977.
2. Торопцев Н. Д. Авиационные асинхронные генераторы. — М.: Транспорт, 1970.
3. Алюшин Г. Н., Торопцев Н. Д. Асинхронные генераторы повышенной частоты. — М.: Машиностроение, 1974.
4. Красношапка М. М. Асинхронно-синхронные машины каскадного типа // Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам. — Рига: Зинатне, 1976. Т. II.
5. Вольдек А. И. Индукционные магнетогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — Л.: Энергия, 1970.
6. Свечарник Д. В. Линейный электропривод. — М.: Энергия, 1979.
7. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхронными двигателями. — М.: Энергия, 1974.
8. Глухих В. А., Тананев А. В., Кириллов И. Р. Магнитная гидродинамика в ядерной энергетике. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
9. Бут Д. А. Анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля // Электричество. 1986. № 3.

10. Перспективы применения асинхронных вентильных стартер-генераторов с короткозамкнутым ротором в автономных системах электроснабжения / М. Л. Костылев, А. И. Скороспешкин, В. Д. Дудышев и др. // Электротехника. 1980. № 2.

К главе 8

1. Щетинин Т. А. Электромагнитные муфты скольжения. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Мизюрин С. Р., Ермилов М. А. Проектирование магнитно-гистерезисных муфт. — М.: МАИ, 1966.
3. Куцевалов В. М. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. — М.: Энергия, 1966.

К главе 9

1. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. — Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. — М.: Энергия, 1969. Ч. III.
3. Мандельштам Л. И. Собр. соч. Изд. АН СССР, 1950. Т. II.
4. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. — М.: Мир, 1972.
5. Казовский Е. Я., Карцев В. П., Шахтарин В. Н. Сверхпроводящие магнитные системы. — М.: Наука, 1967.
6. Бертинов А. И., Бут Д. А. О применении метода конформных отображений к расчету электродинамических моделей с большими магнитными числами Рейнольдса // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. 1971. № 6.
7. Бут Д. А. Вход ударной волны со скачком проводимости в поперечное магнитное поле // Магнитная гидродинамика. 1970. № 6.
8. Бут Д. А., Куликов Н. И. Электродвигатели с упругим креплением ротора. Электричество. 1983. № 9.

АВ	— асинхронный возбудитель
АГ	— асинхронный генератор
АД	— асинхронный двигатель
АМ	— асинхронная машина
АРВ	— автоматический регулятор возбуждения
АЭУ	— автономная электроэнергетическая установка
БСГ	— бесконтактный синхронный генератор
БСМ	— бесконтактная синхронная машина
БЭМ	— бесконтактная электрическая машина
В	— возбудитель
ВВ	— вращающийся выпрямитель
ВГ	— вентильный генератор
ВД	— вентильный двигатель
ВДПТ	— вентильный двигатель постоянного тока
ВТ	— вращающийся трансформатор
ДПР	— датчик положения ротора
ИГ	— индукторный генератор
ИМ	— индукторная машина
ИП	— индуктор подвозбудителя
КО	— короткозамкнутая обмотка
КПД	— коэффициент полезного действия
ЛАД	— линейный асинхронный двигатель
ЛВ	— линия возврата
МДС	— магнитодвижущая сила
МУС	— магнитный усилитель
ОВ	— обмотка возбуждения
ОВВ	— обмотка возбуждения возбудителя
ОЯ	— обмотка якоря
ОЯВ	— обмотка якоря возбудителя
ОЯП	— обмотка якоря подвозбудителя
П	— подвозбудитель
ПВ	— полупроводниковый выпрямитель
ПМ	— постоянный магнит
ПО	— подмагничивающая обмотка
РЗМ	— редкоземельный материал
СМ	— синхронная машина
ТВП	— трансформаторно-выпрямительный преобразователь
ТИП	— трансформаторно-инверторный преобразователь
ЭДС	— электродвижущая сила

- Вариконд 86, 296
 Вентиль полупроводниковый 185
 Возбудитель 108, 110, 318
 — асинхронный 109, 110
 — синхронный 110
 Волна бегущая 302
 — взрывная 379
 — ударная 375, 376
 Выпрямитель вращающийся 108, 112
 — несимметричный 116
 — неуправляемый 113, 117
 — трехфазный мостового типа 187
 — — с нулевым выводом 188
 — управляемый 116, 187

 Генератор асинхронный 287
 — — вентильный 298
 — — каскадный 295
 — бесщеточный 108
 — вентильный 184, 187
 — Гюи 140
 — импульсный индукционный 369
 — индукторный 151
 — — сверхпроводниковый 380
 — индукционный на ударных волнах 376
 — каскадный 318
 — коммутаторный 142
 — консольный 130
 — маховичный 119, 130
 — опорный 172
 — параметрический 360, 368
 — — емкостной 383
 — — индуктивный 360
 — с активным валом 174
 — самолетный 120
 — с вращающимся выпрямителем 120
 — синхронный 15, 18
 — с комбинированным возбуждением 167, 173
 — топологический 381
 Глубина проникновения 316, 374

 Датчик нагрузки 217, 242
 — положения 241
 — — потока магнитного 241
 — ротора 217, 241
 Двигатель 13
 — асинхронный 13, 284
 — — с короткозамкнутым ротором 284
 — — со сплошным ротором 312
 — бесконтактный вентильный постоянного тока 14, 217
 — бесподшипниковый 390
 — бесщеточный 119
 — линейный 312, 398
 — — асинхронный 312
 — — параметрический 374
 — редукторный 144
 Диаграмма векторная 16
 — — асинхронного генератора 288
 — — — двигателя 285
 — — вентильного двигателя постоянного тока 225, 238
 — — синхронного генератора 16
 — — — двигателя 20
 — временная ЭДС и токов 188, 192, 220
 — круговая асинхронной машины 31
 — рабочая постоянного магнита 65, 70, 72
 Диод 185
 Домен 47

 Защита выпрямителя вращающегося 113
 Звено регулировочное 167
 Зона зубцовая 139, 140
 — — гребенчатая 139

 Инвертор 217, 221
 Индукция насыщения 48
 — остаточная 48

 Катапульта электромагнитная 371
 Коллектор 184
 Коммутация 189, 197, 221
 — естественная 189
 — искусственная 223
 — машинная 219
 Компульсатор 371
 Контакт щеточный 9
 Контур демпфирующий 60
 — колебательный 360
 — резонансный 87
 Коэффициент заполнения ротора магнитами 69

— использования 198, 202, 232, 275
— — магнитов 69
— преобразования 118, 196, 202
— рассеяния 75
— формы кривой размагничивания 53
Кривая размагничивания 51, 53

Линия возврата 51, 67

Магнит постоянный 46, 56, 76
Масса удельная 43, 120, 334
Материал магнитомягкий 48
— магнитотвердый 48, 49
— — редкоземельный 46, 55, 76, 80
Машина асинхронная 27, 282
— — с жидкометаллическим рабочим телом 299
— каскадная 317
— параметрическая 359
— — индуктивная 360
— постоянного тока 13, 185
— синхронная 10
— — с потоком внешнезамкнутым 124
— — — внутризамкнутым 130
— с вращающимся выпрямителем 108
— с когтеобразными полюсами 123
— с осевым возбуждением 152
— с постоянными магнитами 76
— с упругим креплением подвижного элемента 389
— торцовая 133
Машина индукторная 136
— одноименнополюсная 137
— разноименнополюсная 139
— с гребенчатой зубцовой зоной 140
— двойным аксиальным зазором 143
— с двусторонним возбуждением 138
Метод Балагурова 296
— расчета по огибающей 212
— узловых потенциалов 169
Муфта бесконтактная электромагнитная 344, 345
— магнитная 354
— магнитогистерезисная 357

Нагрузка линейная 32, 97
Накопитель емкостный 210
Насос бесподшипниковый 397
— винтовой 309
— линейный 310
— — цилиндрический 310
— магнитороторный 311

Обмотка возбуждения 11, 107
— демпферная 10, 60
— — сверхпроводниковая 380
— подмагничивающая 88, 168, 177
— якоря 10, 76, 167

Петля гистерезиса 48
Подвозбудитель 111, 318
Постоянная времени механическая 42, 71
Преобразователь 262
— трансформаторно-вентильный 263
— трансформаторно-выпрямительный 263
— трансформаторно-инверторный 274
Принцип обратимости 186

Реактор 129, 379
Регулятор возбуждения автоматический 114
— — электронный 116
— — напряжения 120
— — полупроводниковый вибрационный 180
— — с варикондами 87
Резонанс 87, 291, 374
Ротор звездообразный 77
— когтеобразный 78
— сплошной 315
— с призматическими магнитами 80

Сверхпроводимость 380
Сексин 132
Сельсин бесконтактный 245
Сила коэрцитивная 48
— — фиктивная 51
— электродвижущая 11
— — асинхронная 113
— — вращения 219
— неискаженная 199
— электромагнитная 303, 316
Система относительных единиц 61
Стабилизация напряжения 85, 166, 296
— постоянных магнитов 59
— частоты 295
Схема выпрямления 112, 187
— — двойная трехфазная 208
— несимметричная 80
— с нулевым выводом 188
— трехфазная мостовая 193
— шестифазная с нулевым выводом 208
— замещения
— — асинхронного генератора 289
— — асинхронной машины 29
— — магнитной цепи 73
— — синхронной машины 25
— каскадного генератора 318

Температура Кюри 47
Тиристор 186
Транзистор 185
Трансформатор 265
— вращающийся 109

Угол запаса запирающей способности
вентиля 221

— коммутации 189, 226

— нагрузки 17, 221

— опережения 220

— управления 189

Уравнение кривой размагничивания
53

— Максвелла 300

— основное расчетное 32

— Парка — Горева 24

Усилитель магнитный 114

Фактор геометрический 32, 40

Характеристика внешняя

— — генератора 19

— — — асинхронного 294, 339

— — — вентильного 195, 205

— — — синхронного 19

— — — с комбинированным возбуж-
дением 170

— — — с постоянными магнитами 83

— — инвертора 225

— вольт-амперная 87, 185

— механическая 226, 238

— — двигателя асинхронного 285

— — двигателя вентильного 226

— напор-расходная 311

— рабочая двигателя асинхронного
285, 338

— мощностная 83

— регулировочная 205

— — генератора асинхронного 294

— — генератора вентильного 205

— — генератора с комбинированным
возбуждением 171

Число магнитное Рейнольдса 301, 324

Шунт магнитный 168, 171

Эффект краевой 306

— — поверхностный 308

— — поперечный 306

— — продольный 306

— Мейсснера 381

Якорь беспазовый 76

Предисловие	3
Введение	5
Глава 1. Общие сведения о бесконтактных электрических машинах . . .	8
§ 1.1. Проблема создания бесконтактных электрических машин	8
§ 1.2. Классификация БЭМ и их физическая структура	10
§ 1.3. Особенности массогабаритных характеристик БЭМ	32
Вопросы для самопроверки	45
Глава 2. Бесконтактные электрические машины переменного тока с постоянными магнитами на роторе	46
§ 2.1. Общие положения	46
§ 2.2. Природа ферромагнитных материалов	47
§ 2.3. Процессы намагничивания магнитотвердых материалов и их параметры	49
§ 2.4. Совместная работа постоянного магнита с внешней магнитной цепью	56
§ 2.5. Стабилизация постоянных магнитов и их защита от нестационарных размагничивающих эффектов	59
§ 2.6. Система относительных единиц. Оптимальное использование магнита	61
§ 2.7. Рабочая диаграмма магнита в синхронной БЭМ. Схема замещения магнитной цепи БЭМ с постоянными магнитами	64
§ 2.8. Конструкция синхронных машин с постоянными магнитами	76
§ 2.9. Особенности синхронных БЭМ с постоянными магнитами. Регулирование и стабилизация напряжения синхронных генераторов с постоянными магнитами	81
§ 2.10. Применение БЭМ с постоянными магнитами	90
§ 2.11. Алгоритмы и примеры расчета синхронных машин с постоянными магнитами	94
Вопросы для самопроверки	106
Глава 3. Бесконтактные электрические машины с обмотками возбуждения	107
§ 3.1. Общие положения	107
§ 3.2. Бесконтактные синхронные машины с вращающимся выпрямителем	108
§ 3.3. Бесконтактные синхронные машины с когтеобразными полюсами	123
§ 3.4. Индукторные машины	136
§ 3.5. Бесконтактные электрические машины с осевым возбуждением	152
§ 3.6. Оценка основных показателей синхронных генераторов с электромагнитным возбуждением	161
Вопросы для самопроверки	165

Глава 4. Бесконтактные электрические машины с комбинированным возбуждением	166
§ 4.1. Общие положения	166
§ 4.2. Синхронные генераторы с комбинированным возбуждением . .	167
§ 4.3. Индукторные генераторы с комбинированным возбуждением . .	178
Вопросы для самопроверки	182
Глава 5. Бесконтактные электрические машины постоянного тока	183
§ 5.1. Общие положения	183
§ 5.2. Рабочие процессы в вентильных генераторах	187
§ 5.3. Обобщенный анализ вентильного генератора	199
§ 5.4. Схемы полупроводниковых выпрямителей для вентильных генераторов и сглаживающий дроссель	207
§ 5.5. Циклическая работа вентильного генератора на емкостную нагрузку	210
§ 5.6. Особенности конструктивного исполнения и области применения вентильных генераторов	214
§ 5.7. Рабочие процессы в бесконтактных вентильных двигателях постоянного тока	217
§ 5.8. Обобщенный анализ вентильного двигателя	229
§ 5.9. Вентильные двигатели малой мощности	238
§ 5.10. Особенности конструктивного исполнения и области применения вентильных двигателей	240
§ 5.11. Алгоритмы и примеры расчета вентильных БЭМ	248
Вопросы для самопроверки	261
Глава 6. Трансформаторно-вентильные преобразователи электроэнергии	262
§ 6.1. Общие положения	262
§ 6.2. Трансформаторно-выпрямительные преобразователи	263
§ 6.3. Трансформаторно-инверторные преобразователи	274
§ 6.4. Примеры расчетов трансформаторно-вентильных преобразователей	277
Вопросы для самопроверки	281
Глава 7. Асинхронные и каскадные бесконтактные электрические машины	282
§ 7.1. Общие положения	282
§ 7.2. Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором	284
§ 7.3. Асинхронные генераторы	287
§ 7.4. Асинхронные машины с жидкометаллическим рабочим телом . .	299
§ 7.5. Линейные асинхронные двигатели и двигатели со сплошным ротором	312
§ 7.6. Каскадные БЭМ	317
§ 7.7. Приближенный анализ и расчет асинхронных машин на основе одномерных уравнений электромагнитного поля	320
Вопросы для самопроверки	343
Глава 8. Бесконтактные электромагнитные и магнитные муфты	344
§ 8.1. Общие положения	344
§ 8.2. Электромагнитные муфты скольжения	345
§ 8.3. Синхронные муфты	352
§ 8.4. Синхронно-асинхронные и магнитогистерезисные муфты . . .	356
Вопросы для самопроверки	358

Глава 9. Бесконтактные электрические машины нетрадиционных типов	359
§ 9.1. Общие положения	359
§ 9.2. Индуктивные параметрические машины	360
§ 9.3. Бесконтактные параметрические генераторы, использующие энергию ударных волн и явление сверхпроводимости	375
§ 9.4. Емкостные параметрические генераторы	383
§ 9.5. Бесконтактные электрические машины с упругим креплением подвижного элемента	388
Вопросы для самопроверки	403
Заключение	404
Список литературы	406
Список сокращений	410
Предметный указатель	411

Учебное издание

Бут Дмитрий Александрович

Бесконтактные электрические машины

Зав. редакцией *Н. И. Хрусталева*
 Редактор *Т. Д. Жарова*
 Мл. редакторы *Е. В. Судьбенкова, Г. Г. Бучина, Н. Е. Овчеренко*
 Художественный редактор *В. И. Мешалкин*
 Технический редактор *А. К. Нестерова*
 Корректор *В. В. Кожуткина*

ИБ № 8254

Изд. № СТД-672. Сдано в набор 30.11.89. Подп. в печать 28.03.90.
 Т-06089. Формат 60×88¹/₁₆. Бум. офсет. № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Объем 25,48 усл. печ. л. 25,48 усл. кр.-отт. 26,42 уч.-изд. л. Тираж 14 000 экз. Зак. № 1869. Цена 1 р. 20 к.

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

Московская типография № 8 Государственного комитета СССР по печати, 101898, Москва, Хохловский пер., 7