Бесконтактные электрические машины

Допущено

Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей втузов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1985

Рецензенты: кафедра электрических машин Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина) (зав. кафедрой Ю. П. Коськин); проф. В. А. Балагуров

Бут Д. А.

Б90 Бесконтактные электрические машины: Учеб. пособие для электромеханических и электроэнергетических спец. втузов. — М.: Высш. шк., 1985. — 255 с., ил.

В пер.: 1 р.

Книга посвящена бесконтактным электрическим машинам энергетического назначения — машинам с постоянными магнитами, вращающимися выпрямителями, коттеобразными полюсами, комбинированным возбуждением, индукторным, асинтуронным, машинам постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами, а также машинам неградиционных типов. С единых позиций рассмотрены общие особенности бесконтактных машин, их характеристики, типичные показатели, области рационального использования и перспективы развития. Особое внимание уделено многообразным конструктивным исполнениям бесконтактных машин и физической трактовке протекающих в них процессов.

 $B \frac{2302030000 - 376}{001(01) - 85} 119 - 85$

ББК 31.261 6П2.1.081

ć

(C) Издательство «Высшая школа», 1985

В решениях XXVI съезда КПСС, постановлениях партии и правительства отмечается необходимость всемерного улучшения качества и эффективности продукции машиностроительных отраслей, обеспечивающих высокие темпы развития народного хозяйства, рост производительности труда, укрепление обороноспособности страны.

Важной частью общего машиностроения является электромашиностроение, создающее основу для реализации ленинского тезиса о роли электрификации страны. В свою очередь, развитие электромашиностроения в настоящее время связано как с количественным ростом соответствующих показателей по выпуску различных типов электрических машин, так и с качественным улучшением их характеристик. Один из радикальных путей такого улучшения — разработка и внедрение бесконтактных электрических машин, 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 (БЭМ) предполагает существование у них общих особенностей. Главная из них определяется отсутствием традиционных для обычных электрических машин подвижных электрических контактов, существенно снижающих надежность работы машин и ограничивающих области их использования. Проблема улучшения показателей электрических машин за счет ликвидации контактного узла служит общим стимулом разработки всех типов БЭМ. Несмотря на большое разнообразие БЭМ, они допускают достаточно четкую классификацию их разновидностей, которая может строиться с учетом особенностей протекающих в БЭМ физических процессов, а также конструктивных признаков, вида активной зоны и т. п. Действие БЭМ основано главным образом на тех же физических явлениях, которые реализуются в обычных электри-' Поэтому анализ расчет БЭМ ческих машинах. И В значительной степени связаны с хорошо развитой классической теорией электрических машин. Однако БЭМ обладают существенными особенностями расчетно-теоретического характера, связанными с выбором предельных электромагнитных, тепловых и механических нагрузок, широким применением постоянных магнитов, проблемой регулирования и стабилизации выходных параметров, расширенными функциональными возможностями и т. п. Эти особенности заслуживают целенаправленного рассмотрения. Велика специфика БЭМ, определяемая их конструктивным исполнением.

Можно констатировать, что 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 использования.

С учетом быстро возрастающей актуальности энергетических БЭМ и большого числа научных публикаций, посвященных исследованию их отдельных типов, этот важный класс преобразователей энергии заслуживает специального рассмотрения в учебной литературе с целью выявить специфические особенности БЭМ, обобщить и систематизировать накопленные к настоящему времени результаты исследований по БЭМ, отразить тенденции их дальнейшего развития.

В данной книге рассматриваются бесконтактные электрические машины силовых энергетических установок. Общирный 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 семь глав. В гл. 1 приводятся общие сведения о бесконтактных машинах и описываются их особенности по сравнению с обычными электрическими машинами. Гл. 2 посвящена бесконтактным машинам с постоянными магнитами, которые последние годы быстро совершенствуются и внедряются в практику. Значительное внимание уделено машинам с постоянными магнитами на основе редкоземельных материалов. В гл. 3 описываются бесконтактные электрические машины с обмотками возбуждения на статоре — машины с вращающимся выпрямителем (бесщеточные), с когтеобразными полюсами в цилиндрическом и торцовом исполнении, внешнезамкнутым и внутризамкнутым потоками, индукторные машины, машины с осевым возбуждением. Гл. 4 содержит сведения о бесконтактных машинах с комбинированным возбуждением (от постоянных магнитов и подмагничивающих обмоток), которые широко используются в автономных электроэнергетических установках. В гл. 5 рассматриваются бесконтактные машины постоянного тока — вентильные генераторы и двигатели с полупроводниковыми коммутаторами тока. Особое внимание в этой главе уделено особенностям бесконтактных машин, определяемым их совместной работой с полупроводниковым преобразователем. Гл. 6 посвящена асинхронным и каскадным бесконтактным машинам. В ней, в частности, отдельно рассмотрены асинхронный генератор, работающий на автономную нагрузку, асинхронные машины с жидкометаллическим рабочим телом, линейные асинхронные двигатели и двигатели со сплошным ротором. Гл. 7 содержит сведения о бесконтактных машинах нетрадиционных типов - параметрических индуктивных и емкостных машинах, преобразователях, использующих ударные волны и явление сверхпроводимости, и др. Такие устройства могут использоваться в перспективных мощных энергоустановках.

Значительное внимание при изложении материала 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 в первую очередь с конструированием объектов и передовой технологией их изготовления.

Одновременно автор стремился изложить материал в такой форме, чтобы при его изучении всегда обеспечивалась физическая трактовка протекающих в БЭМ процессов и особенностей их характеристик. Этим, в частности, объясняется построение теоретических разделов и последовательность используемых формул.

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 авиационном институте.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей, изучающих электромеханические преобразователи энергии и знакомых с основами электротехники и общей теории электрических машин. Она может быть полезна инженерно-техническим работникам, специализирующимся в области автономной электроэнергетики и электрооборудования транспортных установок (в том числе авиационных, железнодорожных, судовых, автотракторных 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.

Автор признателен рецензентам — коллективу кафедры электрических машин Ленинградского электротехнического института им. В. И. Ульянова (Ленина)

4

(заведующий кафедрой — д.р. техн. наук, проф. Ю. П. Коськин) и д-ру техн. наук, проф. В. А. Балагурову за ценные рекомендации и советы, которые учтены при подготовке рукописи к изданию.

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

Автор

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АВ — асинхронный возбудитель

- АГ асинхронный генератор
- АД асинхронный двигатель
- АМ асинхронная машина
- APB автоматический регулятор возбуждения
- АЭУ автономная электроэнергетическая установка
- БДПТ бесконтактный двигатель постоянного тока
 - БСГ бесконтактный синхронный генератор
 - БСМ бесконтактная синхронная машина
 - БЭМ бесконтактная электрическая машина
 - В возбудитель
 - ВВ вращающийся выпрямитель
 - ВГ вентильный генератор
 - ВТ вращающийся трансформатор
 - ДПР датчик положения ротора
 - ИГ индукторный генератор
 - ИМ индукторная машина

- ИПВ 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
- OBB обмотка возбуждения возбудителя
- ОЯ обмотка якоря
- ОЯВ обмотка якоря возбудителя ОЯПВ — обмотка якоря подвозбу-
- дителя
 - ПВ подвозбудитель
 - ПМ постоянный магнит ПО — подмагничивающая обмот-
 - ка
- РЗМ редкоземельный материал
- СМ синхронная машина
- ЭДС электродвижущая сила

ГЛАВА 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О БЕСКОНТАКТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

§ 1.1. ПРОБЛЕМА СОЗДАНИЯ БЕСКОНТАКТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Электрические машины—один из наиболее распространенных типов преобразователей энергии, поэтому их совершенствование является важнейшей задачей современной науки и техники. Особенность решения этой задачи в настоящее время 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.

Одним из радикальных путей повышения надежности, расширения функциональных возможностей и улучшения общих характеристик электрических машин является отказ от использования щеточных электрических контактов и переход к бесконтактным электрическим машинам (БЭМ). Справедливость этого положения подтверждается следующими соображениями.

<u>Во-первых</u>, по имеющимся статистическим данным щеточный контакт при нормальных условиях работы наряду с изоляцией и подшипниковыми узлами вызывает наибольшее число отказов в работе электрических машин.

Во-вторых, при нестандартных условиях окружающей среды щеточный контакт в электрических машинах либо резко ухудшает свою работу, либо вообще становится неработоспособным. Рассмотрим, например, работу шеточного контакта в высотных условиях. Известно, что с ростом высоты понижается электрическая прочность воздуха, поэтому на высоте резко возрастает искрение в контакте, которое способствует 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. Он плохо работает при вибрационных нагрузках и т. п. <u>В-третьих</u>, щеточный контакт существенно ограничивает допустимую скорость ротора электрической машины. Для большинства случаев предельные линейные скорости в контакте не превышают 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 высокоиспользованные конструкции электрических машин, рассчитанные на предельные механические нагрузки и обладающие наилучшими массогабаритными показателями.

<u>В-четвертых</u>, щеточный контакт создает дополнительные электрические и механические потери, а также является источником шумов и помех.

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

Все вышеизложенное делает понятным проявляемый интерес к бесконтактным электрическим машинам (БЭМ) и их быстрое развитие. Особое значение имеет разработка БЭМ для автономных) электроэнергетических установок, где перечисленные выше недостатки шеточного контакта проявляются особенно резко. В этой связи 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 высокоиспользованные электромеханические преобразователи широкого класса с повышенными требованиями к надежности их работы.

Исследованию БЭМ посвящено большое количество работ советских и зарубежных ученых. Значительный вклад в теорию и практику БЭМ внесли фундаментальные исследования в нашей стране, проведенные А. И. Бертиновым, В. А. Балагуровым, В. В. Апситом, 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, Б. Н. Калугина, В. Д. Жаркова.

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 своевременной 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

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.



Рис. 1.1. Классификация БЭМ

Во всех типах синхронных БЭМ на статоре имеется обмотка якоря ОЯ, обычно уложенная на стальном шихтованном сердечнике, а на роторе—магнитные полюсы, как показано на рис. 1.2, а, где изображено поперечное сечение простейшей синхронной машины с явнополюсным ротором. Помимо полюсов на роторе обычно размещается короткозамкнутая успокоительная (демпферная) обмотка УО, которая служит для предотвращения колебаний ротора при его вращении, повышения устойчивости работы машины и экранирования полюсов от нестационарных размагничивающих воздействий. Эта обмотка подавляет гармоники поля, вращающие-



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

ся с несинхронной скоростью, а также может обеспечивать асинхронный пуск машины в двигательном режиме.

Ротор синхронной БЭМ может выполняться неявнополюсным (рис. 1.2,б), когда обмотка возбуждения *OB* располагается на части цилиндрической поверхности ротора, а оставшиеся участки этой поверхности являются магнитными полюсами. В режиме генератора при вращении ротора от приводного устройства потокосцепление 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.

Магнитные полюсы на роторе в обычной синхронной машине охвачены OB, 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 OB, 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.

В соответствии с этими возможностями на рис. 1.1 показаны синхронные БЭМ различных типов: БЭМ 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, реа. лизующие способ возбуждения «б», и, наконец, БЭМ 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 проводящего подвижного элемента, который перемещается со скоростью, отличной от скорости магнитного потока.

Простейшая асинхронная БЭМ показана на рис. 1.3. Статор машины содержит многофазную (обычно трехфазную) распределенную первичную обмотку O1, размещенную в пазах стального шихтованного сердечника, а ротор—короткозамкнутую вторичную обмотку O2 на цилиндрическом шихтованном сердечнике, закрепленном на валу машины. При питании обмотки O1 переменным током создается вращающийся магнитный поток. Его линии магнитной индукции пересекают проводники O2 и наводят в них ЭДС, под действием которой в O2 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. Относительное движение ротора в магнитном



Рис. 1.3. Поперечное сечение асинхронной машины 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 O2 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 забирается 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 O2 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 асинхронных машин являются линейные асинхронные 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.

Все перечисленные разновидности асинхронных БЭМ показаны на рис. 1.1. Помимо синхронных и асинхронных БЭМ определенного внимания заслуживают БЭМ, в которых используются нетрадиционные способы электромеханического бесконтактного преобразования энергии. К ним относятся индуктивные и емкостные параметрические БЭМ, топологические сверхпроводниковые генераторы и генераторы на ударных волнах, БЭМ с упругим креплением подвижного элемента (см. рис. 1.1).

Следует заметить, что все перечисленные выше типы БЭМ генерируют или потребляют электроэнергию переменного тока, поскольку они основаны на бесконтактном обмене энергней между подвижными и неподвижными элементами с помощью квазистационарного электромагнитного поля. Во многих практических случаях необходимо получать или использовать в БЭМ постоянный ток. Такие БЭМ 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 бесконтактных 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 двигателей постоянного тока (БДПТ). 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 рациональным представляется использовать в БЭМ постоянного тока те базовые синхронные 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.

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 $\Phi_{\sigma a}$, замыкающийся вокруг OA 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 нейтрали (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 потока Φ_{aq} по оси q, каждый из которых наводит свою ЭДС реакции якоря в OA.

Рассмотрим вначале работу синхронной машины в режиме reнератора. На основании закона Кирхгофа напряжение 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

$$\dot{U} = \dot{E}_{0} + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} + \dot{E}_{ea} - \dot{I} R_{a}, \qquad (1.1)$$

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; $E_{\sigma a}$ —ЭДС от потока рассеяния $\Phi_{\sigma a}$.

Если генератор подключен к мощной сети с напряжением \dot{U}_c , то, очевидко, $\dot{U}_c = -\dot{U}$, так как оба напряжения должны уравновешивать 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 $I_d(\Phi_{ad} \sim I_d)$ и $\Phi_{aq} \sim I_q$, а в свою очередь, $E_{ad} \sim \Phi_{ad}$ и $E_{aq} \sim \Phi_{aq}$, то с учетом отставания по фазе ЭДС от создающего ее потока на $\pi/2$ имеем

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

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

Аналогично, $E_{\sigma a} = -j X_{\sigma a} i$, где $X_{\sigma a}$ – 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,a). 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

$$\dot{E}_{o} = \dot{U} + \dot{I}R_{a} + jX_{aa}\dot{I} + jX_{aq}\dot{I}_{q} + jX_{ad}I_{d}.$$
 (1.2)

Соотношению (1.2) соответствует векторная диаграмма, показанная на рис. 1.4, а. На диаграмме обозначены также суммарный рабочий поток в зазоре $\dot{\Phi}_{\delta} = \Phi_{\delta} + \Phi_{ad} + \dot{\Phi}_{aq}$ и наводимая им ЭДС \dot{E}_{δ} .

Действующее значение Е_б связано с потоком Ф_б формулой

 $E_{\delta}=4k_{B}k_{0}wf\Phi_{\delta},$

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 фазы обмотки; f—частота.

Диаграмма на рис. 1.4, а построена для случая активно-индуктивной нагрузки ($\cos \phi < 1$, $\phi > 0$), когда ЭДС $E_{ad} = -j X_{ad} I_d$ направ-



Рис. 1.4. Векторная днаграмма синхронного явнополюсного генератора при активно-индуктивной (а) и индуктивной (б) нагрузках лена встречно относительно Е, т. е. продольная размагничивающая реакция якоря способствует снижению U. При

(1.3)



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

емкостном характере нагрузки (соs $\phi < 1$, $\phi < 0$), как легко убедиться построением соответствующей векторной диаграммы, ЭДС \hat{E}_{ad} направлена согласно с \hat{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 ψ=φ=π/2 (рис. 1.4,б). Если ввести параметры: X_d=X_{ad}+X_{oa}-полное продольное син.

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

$$\dot{E}_{0} = \dot{U} + j X_{q} \dot{I}_{q} + j X_{d} \dot{I}_{d}.$$
(1.4)

Соответствующая векторная диаграмма для случая активноиндуктивной нагрузки представлена на рис. 1.5,*а*.

Для неявнополюсного генератора X_d=X_gX_a и

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

13

Этому уравнению соответствует векторная диаграмма, показанная на рис. 1.5,6.

Для совместного исследования поля возбуждения (Φ_0) и поля реакции якоря (Φ_{ad} , Φ_{aq}) обычно 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

$$F'_{ad} = k_d F_{ad} = k_d F_a \sin \psi; \ F'_{aq} = k_q F_{aq} = k_q F_a \cos \psi. \tag{1.5}$$

Здесь F_{ad} и F_{aq} —МДС якоря по соответствующим осям; F'_{ad} я F'_{aq} —эквивалентные МДС обмотки возбуждения, создающие в зазоре такие же первые гармоники магнитной индукции, как и реальные МДС F_{ad} и F_{ag} ; 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 I. В явнополюсных машинах $k_d > k_q$, поскольку $\delta_d < \delta_q$; в неявнополюсных машинах $k_d \approx k_q$.

В свою очередь, амплитуды первых гармоник МДС якоря

$$F_{ad}_{(aq)} = m \sqrt{2w} k_e I_d / (\pi p), \qquad (1.6)$$

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

Угол Θ между векторами \hat{E}_0 и \hat{U} (см. рис. 1.4,*a* и δ) называется углом нагрузки, так как он определяет электромагнитную мощность $P_{\partial M}$ и электромагнитный момент $M_{\partial M}$ машины. Действительно, при $R_a=0$ электромагнитная мощность $P_{\partial M}$ (мощность, передаваемая через рабочий зазор за счет электромагнитного взаимодействия между статором и ротором) равна выходной активной мощности P, т. е.

$$P_{\text{BM}} \approx P = mUI \cos \varphi$$

откуда с учетом вытекающих из рис. 1.4,a соотношений $U \sin \Theta = X_q I_q$ и $E_0 - X_d I_d = U \cos \Theta$ легко получить зависимости

$$P_{_{\rm SM}} = \frac{mE_0U}{X_d} \sin \Theta + \frac{mU^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\Theta; \qquad (1.7)$$

$$M_{\text{sm}} = \frac{P_{\text{sm}}}{\omega} = \frac{mE_0U}{\omega X_d} \sin \Theta + \frac{mU^2}{2\omega} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) \sin 2\Theta, \quad (1.8)$$

где *w*—угловая частота вращения ротора.

Первое слагаемое в правой части (1.8), пропорциональное sin Θ , называется основным электромагнитным моментом. Второе слагаемое, пропорциональное sin 2 Θ , называется добавочным (реактивным) электромагнитным моментом. Аналогичным образом различают основную $P_{\rm осн}$ и добавочную $P_{\rm доб}$ электромагнитную мощность 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.

Зависимости Росн (Θ), Рпоб (Θ) и Ром (Θ) для явнополюсной синхронной машины с X_d>X_a приведены на рис. 1.6. За счет Р_{поб} максимум Р_{эм} смещается в сторону меньших (по модулю) углов Θ , что приводит к большим значениям коэффициента синхронизируюшей мощности P_{с.м}= $\partial P_{3M}/\partial \Theta$ в явнополюсных машинах по сравнению с неявнополюсными при рабочих значениях угла Θ .

Из (1.7) и (1.8) следует, что при фиксированных Е₀ и U основные мощность и момент синхронной машины обратно пропорцио.

нальны параметру X_d, который, в свою очередь, уменьшается с увеличением рабочего зазора машины. По этой причине с целью ослабления действия реакции якоря и повышения устойчивости работы зазор δ в синхронной машине обычно _-π делают заметно больше необходимого конструктивного. Практически увеличение б при неизменном значении E_0 , а следовательно, и потока возбуждения Фо приводит к необходимости увеличивать МДС возбуждения в синхронной машине. В дальнейшем будут представ-

лять



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

интерес внешние характеристики синхронного генератора при его работе на автономную нагрузку—зависимости U от I при постоянных коэффициенте мощности (cos q=const) и токе возбуждения. Без учета влияния насыщения сердечников и при $R_a \rightarrow 0$ из векторной диаграммы (см. рис. 1.5,а) с помощью очевидных геометрических соотношений можно получить зависимость между U и I в виде

$$E_{\varrho} \sqrt{(IX_{q} + U\sin\varphi)^{2} + U^{2}\cos^{2}\varphi} =$$

= $U^{2}\cos^{2}\varphi + (IX_{d} + U\sin\varphi)(IX_{q} + U\sin\varphi).$ (1.9)

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

Когда синхронная машина работает в режиме двигателя, к его якорной обмотке прикладывается напряжение сети Ue и в ней наводятся ЭДС от рассмотренных выше составляющих магнитного

потока. Согласно закону Кирхгофа, $\dot{U}_c + \dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{ag} + \dot{E}_{aa} = l\dot{R}_a$ или после подстановок при $R_a = 0$

$$\dot{U}_{c} = -\dot{E}_{o} + j X_{q} \dot{I}_{q} + j X_{d} \dot{I}_{d}.$$
(1.10)

Соответствующая векторная диаграмма синхронного двигателя приведена на рис. 1.8 для случая отстающего тока и намагничивающей реакции якоря, что имеет место при пониженных токах возбуждения и соответственно противо-ЭДС E_0 . Если увеличивать ток возбуждения и E_0 , то продольная реакция якоря в двигателе должна становиться размагничивающей, чтобы при заданном значении U_c скомпенсировать рост E_0 , поэтому ток l будет опережать по фазе U_c (см. § 5.3, рис. 5.17,*a*).



Рис. 1.7. Внешние характеристики синхронного генератора



Рис. 1.8. Векторная диаграмма синхронного двигателя

Для более полного анализа синхронных БЭМ с учетом переходных процессов удобно воспользоваться моделью обобщенной электрической машины с координатными осями d и q. Ось d по-прежнему 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 введением 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 для симметричного режима может осуществляться по формулам:

$$\begin{array}{c} i_{A} = i_{d} \cos \gamma - i_{q} \sin \gamma; \\ i_{B} = i_{d} \cos (\gamma - 2\pi/3) - i_{q} \sin (\gamma - 2\pi/3); \\ i_{C} = i_{d} \cos (\gamma - 2\pi/3) - i_{q} \sin (\gamma + 2\pi/3); \\ i_{d} = (2/3) \left[i_{A} \cos \gamma + i_{B} \cos (\gamma - 2\pi/3) + i_{C} \cos (\gamma + 2\pi/3) \right]; \\ i_{q} = (-2/3) \left[i_{A} \sin \gamma + i_{B} \sin (\gamma - 2\pi/3) + i_{C} \sin (\gamma + 2\pi/3) \right], \end{array} \right\}$$
(1.11)

где ү—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 успокоительные 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:

$$\begin{array}{c} u_{\mathrm{pd}} = R_{\mathrm{pd}} i_{\mathrm{pd}} + d\Psi_{\mathrm{pd}} / dt; \\ 0 = R_{\mathrm{yd}} i_{\mathrm{yd}} + d\Psi_{\mathrm{yd}} / dt; \\ 0 = R_{\mathrm{vo}} i_{\mathrm{vo}} + d\Psi_{\mathrm{vo}} / dt, \end{array}$$

$$(1.12)$$

где u, i, Ψ , R—напряжение, ток, потокосцепление и активное сопротивление обмоток; индексы относятся: «в»—к обмотке возбуждения, «yd»—к успокоительной обмотке по оси d, «уq»—к успокоительной обмотке по оси q.

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

$$u_d + \tilde{e}_d = R_d i_d + d\Psi_d/dt; \ u_q + \tilde{e}_q = R_q i_q + d\Psi_q/dt.$$
(1.13)

ЭДС вращения \tilde{e}_d и \tilde{e}_q находятся с помощью простейшей двухполюсной модели, изображенной на рис. 1.9, где показаны обмотки с осями вдоль d и q в виде сосредоточенных

рамочных катушек с числами витков w_d и w_q соответственно. Если бы обмотка по оси dс числом витков w_d была неподвижной, то при вращении ротора против часовой стрелки с угловой частотой ω в каждом проводнике, очевидно, навелась бы ЭДС $e_{npd} = B_q l \omega r$, где l, r - осевая длина и раднус катушки. Направление ЭДС на рисунке находится с помощьюправила правой руки. Полная ЭДС вращения $<math>\tilde{e}_d = w B_q l \omega r = \omega \Psi_q$. Соответственно для катушки w_q имеем $\tilde{e}_q = -\omega \Psi_d$, где знак минус определяется тем, что ток, текущий под действием



Рис. 1.9. Обмотки синхронной машины на осях d и q

 \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 (1.13) приводим к виду

$$u_d = R_d i_d + d\Psi_d/dt - \omega \Psi_q; \ u_q = R_q i_q + d\Psi_q/dt + \omega \Psi_d. \tag{1.14}$$

Система уравнений (1.12) и (1.14) называется системой Парка—Горева. Если обмотки ротора (возбуждения и успоконтельная) приведены к обмоткам статора в осях d и q, то входящие в (1.12) 2—77 17 и (1.14) потокосцепления определяются известными из электротехники формулами:

$$\begin{aligned}
\Psi_{d} &= L_{d}i_{d} + M_{d}i_{B} + M_{d}i_{yd}; \\
\Psi_{q} &= L_{q}i_{q} + M_{q}i_{y_{l}}; \\
\Psi_{Bd} &= L_{Bd}i_{Bd} + M_{d}i_{d} + M_{d}i_{yd}; \\
\Psi_{yd} &= L_{yd}i_{yd} + M_{d}i_{d} + M_{d}i_{Bd}; \\
\Psi_{yq} &= L_{yq}i_{yq} + M_{q}i_{q},
\end{aligned}$$
(1.15)

где L и М-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.

Так как все обмотки взаимно неподвижны, то L и M—постоянные. 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 осн 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



Рис. 1.10. Схемы замещения синхронной машины по продольной оси при наличии успокоительной обмотки (а) и без нее (б) замыкания, коммутационные процессы в вентильных генераторах и БДПТ и т. п.). таких режимах обычно B члены вида *Ri* в уравнениях (1.12) и (1.14) много меньше производных $d\Psi/dt$, что позволяет пренебречь активсопротивлениями об-НЫМИ моток. Рассмотрим в этой наиболее связи типичный режим с быстро изменяющи-

мися токами режим внезапного короткого замыкания синхронного генератора. В этом режиме при нулевых активных сопротивлениях решению записанных выше уравнений относительно i_d с учетом (1.16) соответствует схема замещения, показанная на рис. 1.10, а, в случае, когда на роторе имеются обмотки возбуждения и успокоительная, и на рис. 1.10, б-когда на роторе имеется только обмотка возбуждения, а успокоительная обмотка отсутствует. Из схем, в частности, следует, что при внезапном коротком замыкании продольное синхронное индуктивное сопротивление машины равно продольному сверхпереходному индуктивному сопротивле-БИЮ

$$X''_{d} = X_{\sigma a} + (1/X_{ad} + 1/X_{\sigma B} + 1/X_{\sigma yd})^{-1}.$$
 (1.17)

Аналогичным образом для цепи якоря по оси q, не содержащей обмотки возбуждения, в начальный момент короткого замыкания характерным является поперечное сверхпереходное индуктивное сопротивление

$$X''_{q} = X_{\sigma a} + (1/X_{aq} + 1/X_{\sigma yq})^{-1}.$$
 (1.18)

Так как X_{ов} и X_{оуd} в (1.17) малы, X"_d также мало́ и в якоре течет большой ударный ток короткого замыкания $i_{\mathtt{va}} pprox 2\sqrt{2} \mathcal{E}_{o}{}^{\prime} X_{d}^{\prime\prime}$ -Физически его возникновение объясняется тем, что при отсутствии омических сопротивлений все обмотки ведут себя как сверхпроволяшие контуры, потокосцепление которых сохраняется неизменным. Поскольку с обмотками возбуждения и успокоительной сцеплен начальный поток возбуждения, поток от тока короткого замыкания в якоре не может проникнуть в массив ротора, экранированный обмотками возбуждения и успокоительной, и этот поток должен замыкаться в окрестности сердечника ротора по воздуху, т. е. по пути с малой магнитной проводимостью (проводимостью 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 успокоительной обмотки, то продольное индуктивное сопротивление согласно рис. 1.10,6 равно переходному индуктивному сопротивлению

$$X'_{d} = X_{\sigma a} + (1/X_{ad} + 1/X_{\sigma B})^{-1}$$
(1.19)

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

Поперечное переходное индуктивное сопротивление $X'_q = X_q = .$ = $X_{aq} + X_{\sigma a}$, как это следует из (1.18) при отсутствии успокоительной обмотки.

В реальных обмотках омические сопротивления Ryd, RB и другие не равны нулю и условие сохранения потокосцепления обмоток не выполняется. Как известно из электротехники, поток проникает через границы проводящего контура за время порядка T=L/R, где L и R-индуктивность и активное сопротивление контура; Т-постоянная времени. Следовательно, изменение тока короткого за. мыкания во времени для неявнополюсного генератора происходит приблизительно следующим образом. В первый момент поток от тока в якоре практически не проникает в ротор; согласно рис. 1.10, а имеем $x_d(t) \approx X''_d$, а ток, определяемый его сверхпереходной составляющей, равен ударному току. Через время порядка Т"а= =L"yd/Ryd после короткого замыкания поток проникает через успоконтельную обмотку и частично замыкается по стали ротора. 9*

Сверхпереходная индуктивность успоконтельной обмотки по оси *d*, входящая в решения системы Парка—Горева,

$$L_{yd}^{\prime\prime} = L_{\sigma yd} + (1/M_d + 1/L_{\sigma n} + 1/L_{\sigma a})^{-1}.$$
 (1.20)

Таким образом, через время T''_d экранирующее действие успокоительной обмотки прекращается, схемой замещения для продольного тока становится схема, данная на рис. 1.10,6, и ток снижается до значения, определяемого переходной составляющей i'_d . Через время $T'_d = L'_p/R_p$ после короткого замыкания, где

$$L'_{\rm B} = L_{\sigma \rm B} + (1/M_d + 1/L_{\sigma a})^{-1}, \qquad (1.21)$$

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

Процесс затухания тока *ia* определяется также постепенным проникновением нестационарных потоков в якорную обмотку бла-



Рис. 1.11. Характер изменения тока к. з. синхронного генератора

годаря конечному значению ее активного сопротивления R_a . Характерная постоянная времени этого проникновения, протекающего по апериодическому закону, $T_a = X''_d / p \omega R_a$, где p число пар полюсов.

Когда переходный процесс 38канчивается, схема замещения синхронной машины соответствует рис, 1.10.б с исключенной ветвью Х_{ав} и индуктивным сопротивлением яко- $X_d = X_{\star d} + X_{\sigma a}$. ĎЯ Установившийся ток короткого замыкания при этом согласно диаграмме, показан-

ной на рис. 1.4,6, при U=0 будет $I_{\rm R}=E_0/X_d$. На рис. 1.11 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).

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 U_1 и ЭДС E_1 , наводимой в O1 вращающимся магнитным потоком Ф основной гармоники магнитного поля, равна падению напряжения на активном сопротивлении R_1 и на индуктивном сопротивлении рассеяния X_1 обмотки O1:

$$\dot{U}_1 + \dot{E}_1 = R_1 \dot{I}_1 + j X_1 \dot{I}_1, \qquad (1.22)$$

где $E_1 = 4k_B k_0 w f \Phi$ в соответствии с (1.3). 20 Аналогичным образом для вторичной короткозамкнутой обмотки O2 с учетом $U_2=0$ при произвольном скольжении *s* находим ЭДС, наводимую в O2 потоком Φ :

$$\dot{E}_{2s} = R_2 \dot{I}_2 + j X_{2s} \dot{I}_2, \qquad (1.23)$$

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 *п* и, следовательно, скольжению *s*, т. е. $E_{2s}=E_2s$, где E_2 —ЭДС при *s*=1, когда ротор неподвижен (*n*=0). Аналогичным образом у вращающейся обмотки *O2* индуктивное сопротивление рассеяния $X_{2s}=X_2s$, где X_2 —индуктивное сопротивление рассеяния неподвижной обмотки *O2* (при *s*=1). Следовательно,

$$\dot{E}_2 s = R_2 \dot{I}_2 + j X_2 s \dot{I}_2, \qquad (1.24)$$

откуда

$$\dot{E}_2 = (R_2/s)\,\dot{I}_2 + jX_2\dot{I}_2. \tag{1.25}$$

Важно, что в (1.25) используются значения E_2 и X_2 , соответствующие неподвижной обмотке O2.

Третье базисное уравнение асинхронной машины выражает баланс МДС обмоток О1 и О2:

$$\dot{F}_{\mu} = \dot{F}_1 + \dot{F}_2.$$
 (1.26)

Значения МДС определяются формулами, подобными (1.6):

$$F_{1} = m_{1} \sqrt{2} k_{o_{1}} \omega_{1} I_{1} / (\pi p_{1}); \quad F_{2} = m_{2} \sqrt{2} k_{o_{2}} \omega_{2} I_{2} / (\pi p_{2});$$

$$F_{\mu} = m_{1} \sqrt{2} k_{o_{1}} \omega_{1} I_{\mu} / (\pi p_{1}), \quad (1.27)$$

где I_µ—условный намагничивающий ток, создающий такую же суммарную МДС, что и обмотки О1 и О2.

Возможность суммирования комплексных амплитудных значений F_1 и F_2 в (1.26) определяется тем, что, как известно, МДС F_2 вращается относительно статора с той же скоростью, что и МДС F_1 .

Уравнения (1.22), (1.25) и (1.26) полностью идентичны уравнениям трансформатора с неподвижными обмотками. Вращение ротора учитывается формально тем, что, как это следует из (1.25), 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, $k_e = w_1 k_{01}/(w_2 k_{02})$; $k_i = m_1 w_1 k_{01}/(m_2 w_2 k_{02})$.

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

$$\dot{U}_{1} = -\dot{E}_{1} + R_{1}\dot{I}_{1} + jX_{1}\dot{I}_{1}; \quad \dot{E}_{1} = \dot{E}_{2}' = (R_{2}/s)\dot{I}_{2}' + jX_{2}'\dot{I}_{2}'; \quad \dot{I}_{\mu} = \dot{I}_{1} + \dot{I}_{2}.$$
(1.28)

21

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 (1.28) соответствует известная Т-образная схема замещения, приведенная на рис. 1.12, а. Намагничпвающая цепь схемы замещения содержит активное сопротивление $R_{\rm M}$, с помощью которого учитываются потери в стали, и индуктивное сопротивление $X_{\rm M}$ взаимной индукции между обмотками O1 и O2, при-



Рис. 1.12. Т-образная (a) и Г-образная (b) схемы замещения асинхронной машины

близительно равное главному индуктивному сопротивлению первичной обмотки, обусловленному основной гармоникой поля:

$$X_{\rm r} = 4m_{\rm s} f_{\rm s} \mu_{\rm s} \tau^l w_{\rm l}^2 k_{01}^2 / (\pi k_{\rm \mu} k_{\rm \delta} \delta p_{\rm s}), \qquad (1.29)$$

где т—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.

Во многих случаях при анализе асинхронных машин удобно пользоваться уточненной Г-образной схемой замещения, у которой намагничивающая цепь вынесена на первичные зажимы (рис. 1.12,6). Для того, чтобы схема, изображенная на рис. 1.12,6, была эквивалентна схеме, показанной на рис. 1.12,*a*, 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 велича-



Рис. 1.13. Зависимость электромагнитного момента асинхронной машины от скольжения

ной.) В главной ветви Г-образной схемы течет ток $I''_2 = I'_2/\sigma_1$.

С помощью схем замещения легко находится электромагнитный момент M_{3M} асинхронной машины. Активная мощность, потребляемая сопротивлением вторичной цепи ($\sigma^2_1 R'_2/s$), соответствует электромагнитной мощности P_{3M} , передаваемой через зазор от статора к ротору, а $M_{3M} = = P_{3M}/\omega_1$, где $\omega_1 -$ угловая скорость вращения магнитного потока. Из Г-образной схемы замещения имеем

$$I_{2}^{\prime\prime} = U_{1} / \sqrt{(\sigma_{1}R_{1} + \sigma_{1}^{2}R_{2}^{\prime})^{2} + (\sigma_{1}X_{1} + \sigma_{1}^{2}X_{2}^{\prime})^{2}}; \qquad (1.30)$$

$$P_{_{9M}} = m_1 (I_2')^2 (\sigma_1^2 R_2'/s); \qquad (1.31)$$

 $M_{\rm BM} = P_{\rm BM}/\omega_1 = m_1 U_1^2 (R_2/s) / \{\omega_1 \left[(R_1 + \sigma_1 R_2/s)^2 + (X_1 + \sigma_1 X_2)^2 \right] \}.$ (1.32)

Вид кривой $M_{\text{BM}}(s)$ показан на рис. 1.13. При s>0 электромагнитный момент $M_{\text{BM}}>0$ (двигательный режим), а при s<0 имеем $M_{\text{BM}}<0$ (генераторный режим).

Если пренебречь активным сопротивлением первичной обмотки R_1 и индуктивными сопротивлениями рассеяния X_1 и X'_2 , что, очевидно, допустимо при малых s, то зависимость $M_{BM}(s)$ будет линейной. Пусковой момент M_{π} соответствует s=1. Максимального значения

$$|M_{\max}| \approx m_1 U_1^2 / [2\omega_1 \sigma_1 (X_1 + \sigma_1 X_2)]$$
(1.33)

момент достигает при скольжении

$$|s_m| \approx \sigma_1 R'_2 / (X_1 + \sigma_1 X'_2),$$
 (1.34)

что легко показать из условия (dM_{ам}/ds)=0.

При увеличении R'_2 максимум M_{max} смещается в сторону бо́льших по модулю s, т. е. $|s_m|$ увеличивается, а значение M_{max} практически не зависит от R'_2 . Следует отметить квадратичную зависимость M_{3M} от приложенного напряжения U_1 .

На основании Г-образной схемы замещения может быть построена круговая диаграмма асинхронной машины, характеризующая положение вектора потребляемого тока l_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 фиксиро-

ванному синусоидальному напряжению, то при изменении И, 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 $U_{1}/(\sigma_{1}X_{1}+)$ $+\sigma^{2}_{1}X'_{2}$). Для построения диаграммы, описывающей измене-



Рис. 1.14. Круговая диаграмма асинхронной машины

ние $l_1 = l_{00} + (-I''_2)$, вначале строятся векторы U_1 и l_{00} , затем из конца l_{00} (точка A) горизонтально откладывается диаметр, равный $U_1/(\sigma_1 X_1 + \sigma^2_1 X'_2)$, на котором строится окружность (рис. 1.14).

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 0.

Точка A на днаграмме соответствует режиму х. х., когда s=0, $I''_2=0$, $I_1=I_{00}$. Если построить на днаграмме точки, соответствующие s=1 (точка B) и $s=\pm\infty$ (точка B), то область AB круговой днаграммы будет соответствовать режиму двигателя ($0 \le s \le 1$), область AB — режиму генератора ($-\infty \le s < 0$), область BB — режиму электромагнитного тормоза ($1 \le s < \infty$). Как видно из днаграммы, в двигательном режиме угол φ между U_1 и I_1 меньше $\pi/2$ и активная мощность асинхронной машины $P=m_1U_1I_1 \cos \varphi$ положительна. В генераторном режиме (s < 0) угол φ для основной части области AB больше $\pi/2$, поэтому $P_1 < 0$, 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. 6. Векторные диаграммы конкретных типов асинхронных машин и их рабочие характеристики рассматриваются в гл. 6.

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 :

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

$$u_{2\alpha} = R_{2\alpha} i_{2\alpha} + d\Psi_{2\alpha}/dt + \omega \Psi_{2\beta}; \ u_{2\beta} = R_{2\beta} i_{2\beta} + d\Psi_{2\beta}/dt - \omega \Psi_{2\alpha},$$
(1.35)

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 (1.11).

§ 1.3. ОСОБЕННОСТИ МАССОГАБАРИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БЭМ

Рассмотрим некоторые общие закономерности, позволяющие выявить особенности массогабаритных характеристик БЭМ. Получим вначале зависимость характерных размеров активной зоны машины от электромагнитных нагрузок, частоты вращения и расчетной мощности, равной

$$S = mEI. \tag{1.36}$$

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

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

$$A = NI/(\pi D), \qquad (1.37)$$

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

Введем геометрический фактор

$$\lambda = l/D \tag{1.38}$$

отношение активной длины якорной зоны к ее диаметру.

Тогда с учетом записанных выражений формула (1.36) приводится к основному расчетному уравнению машины *

$$S = knAB_{0}\lambda D^{3}$$
(1.39)

или

$$D = \sqrt[3]{S/(kAB_b \lambda n)}, \qquad (1.40)$$

где

$$k = k_B k_0 \pi^2 \alpha / 60.$$
 (1.41)

Формулы (1.39), (1.40) позволяют сделать некоторые общие выводы.

Рассмотрим вначале ряд машин разной мощности с одинаковыми n и λ (n—idem, λ —idem). Такой ряд характерен для машин общего применения с одинаковым числом полюсов 2p, так как nоднозначно 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 удается несколько повысить B_{δ} за счет снижения относительной роли потоков рассеяния. Поэтому можно условно принять $AB_{\delta} \sim D^{\beta}$, где $\beta < 1$ ($\beta \approx 0.3 \div 0.8$). Тогда из (1.39) следует $S \sim$ $\sim D^{3+\beta}$. Масса машины M пропорциональна ее объему, который, в свою очередь, пропорционален D^3 (при λ —idem). Следовательно. удельная масса m = M/S, определяющая требуемую массу для получения единичной мощности [кг/(B·A)], будет снижаться с рос том D как $m \sim D^{-\beta}$, т. е. будет тем меньше, чем крупнее машина.

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

Эта закономерность является одной из причин, объясняющих тенденцию к созданию мощных стационарных агрегатов в общем электромашиностроении.

При разработке высокоиспользованных БЭМ для автономных электроэнергетических установок (АЭУ) условия n—idem, λ —idem у машин различной мощности могут не выполняться, особенно в тех

случаях, когда стремятся минимизировать *m*. Вместо этих условий вводятся ограничения, связанные с предельными окружными скоростями ротора (определяемыми его прочностью), с максимальными электромагнитными нагрузками, а также в ряде случаев с электромеханической постоянной, характеризующей быстродействие электрической машины.

Дополнительные особенности машин для АЭУ проявляются также при выборе λ .

Рассмотрим последовательно влияние перечисленных факторов на размеры и массу БЭМ. 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

$$n_{\max} = C_{\pi} / D^{\nu}, \qquad (1.42)$$

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

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

$$v_{\max} = \pi D n_{\max} / 60, \qquad (1.43)$$

для сплошного ротора согласно (1.42) 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, $AB_6 riangle D^{\beta}$. Значения β для стационарных и автономных преобразователей будут разные, но при S>1 кВ-А имеем $\beta<1$. Тогда с учетом (1.43) имеем из (1.39) $S riangle D^{3-\nu+\beta}$ и соответственно m riangle S $D^{\nu-\beta}$. 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 рациональнее иметь несколько машин с той же суммарной мощностью. На это обстоятельство впервые указал А. И. Бертинов.

В компактных высокоиспользованных БЭМ для АЭУ роторы обычно снабжаются мощными прочностными бандажами, поэтому 26 можно принять $v \approx 1$ и определять n_{\max} по заданному значению v_{\max} с помощью (1.43). Тогда с учетом $k_B k_0 \approx 1$ из (1.40) следует $D = 1/\frac{\sum (m_B a_B^2 A_B a_B^2)}{\sum (m_B a_B^2 A_B^2 a_B^2)}$ (1.44)

$$D = V S/(\pi \alpha \lambda A B_{\delta} v_{\max}). \tag{1.44}$$

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

Ограничение на электромагнитные нагрузки определяет выбор предельных значений A и B_{δ} , обеспечивающих минимальные размеры машины.

Предельные значения линейной нагрузки А зависят от действия реакции якоря и тепловых режимов машины. Проявление реакции якоря в синхронных машинах, как известно, может характеризоваться относительными значениями индуктивных сопротивлений:

$$\overset{*}{X}_{ad} = X_{ad}' Z_{\text{HOM}} = \frac{V \overline{2} \mu_0 \tau k_0 k_{ad}}{\pi k_c k_{\mu d} \delta} \frac{A_{\text{HOM}}}{B_{\text{bHOM}}}; \qquad (1.45)$$

$$\dot{\tilde{X}}_{aq} = X_{aq} / Z_{HOM} = \frac{V \bar{2} \mu_0 \tau k_0 k_{aq}}{\pi k_b k_{aq} \delta} \frac{A_{HOM}}{B_{bHOM}}, \qquad (1.46)$$

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_{HOM}) воз. растают \tilde{X}_{ad} и \tilde{X}_{aq} , т. е. снижается E_{δ} по сравнению с E_{0} (рис. 1.4), а следовательно, сильнее падает выходное напряжение за счет реакции якоря. Для машин автономной энергетики значения A_{HOM} обычно выбираются такими, чтобы $\tilde{X}_{ad} \leq 2$. Из (1.45) и (1.46) видно также, что для снижения относительного действия реакции якоря необходимо увеличивать рабочий зазор δ в синхронных машинах, о чем уже говорилось выше.

Ограничения на А по тепловым режимам обмотки якоря долж. ны согласовываться с плотностью тока якоря іа, которая линейно связана с А. Часто тепловые нагрузки машины связывают с произведением Ај. Для обычных машин средней мощности с самовентиляцией ja≈4+10 А/мм², А≈(1,5+3)·10⁴ А/м, для машин с принудительным воздушным охлаждением (например, в авиационных энергоустановках) $j_a \approx 10 \div 16 \text{ А/мм}^2, A \approx (2 \div 5) \cdot 10^4 \text{ А/м, для машин}$ с жидкостным охлаждением $j_a \approx 20 - 30$ А/мм², $A \approx (6 - 10) \cdot 10^4$ А/м. Большие плотности тока ја могут быть реализованы в так называемых термоинерционных машинах, которые не имеют 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 начальчого значения. Предельные плотности тока в термоинерционных машинах могут рассчитываться из условий адиабатного нагрева проводника с током согласно очевидному соотношению:

$$j^2 \rho dt = C \gamma dT, \qquad (1.47)$$

где левая часть определяет джоулево тепловыделение в единичном объеме, а правая—поглощение теплоты тем же единичным объемом проводника при нагреве. В формуле (1.47) р, C и у—удельное сопротивление, теплоемкость и плотность материала проводника; dt и dT—приращения времени и температуры. Поскольку

$$\rho(t) = \rho_0 [1 + \alpha_t (T - T_0)], \qquad (1.48)$$

где ρ_0 —начальное удельное сопротивление; α_t —температурный коэффициент сопротивления ($\alpha_t \approx 0,004$ град⁻¹), после интегрирования (1.47) получаем

$$j = \sqrt{C\gamma \ln (1 + \alpha_t \Delta T)/(\rho_o \alpha_t \Delta t)}, \qquad (1.49)$$

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

Формула (1.49) дает несколько заниженные предельные значения и поскольку выделяемая в проводнике теплота будет частично



Рис. 1.15. Зависимость плотности тока в термоннерционных генераторах от времени работы и перегрева

отводиться в окружающее пространство. Поэтому точность (1.49) тем выше, чем меньше Δt . Как следует из (1.49), плотность тока в термоинерционных БЭМ тем выше, чем больше ΔT и меньше Δt . Для медных проводников зависимости j от Δt при различных ΔT , соответствующие (1.49), приведены на рис. 1.15.

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

Магнитная индукция в зазоре имеет характерные значения $B_{\delta} \approx 0.5 \div 1$ Тл и не может быть существенно увеличена из-за чрезмерного насыщения стали

в зубцовой зоне якоря. Допустимы значения $B_{\delta} = 1 \div 1,5$ Тл в машинах с беспазовым якорем и еще выше в машинах без стальных сердечников (например, со сверхпроводниковыми обмотками возбуждения).

Заметим, что входящее в (1.39) и (1.40) произведение AB_{δ} равно тангенциальному тяговому усилию, действующему на единичную площадь поверхности якоря. Действительно, как известно, электромагнитная сила, действующая на проводник, равна произведению магнитной индукции, тока и длины проводника. Очевидно, что для единичной площади поверхности якоря полный ток есть A, индукция B_{δ} , а длина равна единице. Поэтому на единичную площадь действует сила AB_{δ} . Произведение kAB_{δ} называют иногда коэффициентом использования машины, а обратное ему значение $(kAB_{\delta})^{-1} = C_A - «машинной постоянной» Арнольда. Легко пока$ $зать, что <math>C_A$ пропорциональна объему машины, приходящемуся на единичный расчетный момент на валу. Один и тот же коэффициент использования может быть получен при умеренных величинах A и повышенных B_{δ} или, наоборот, при повышенных A и относительно низких B_{δ} . В первом случае машины иногда условно называют «стальными», так как они имеют развитый магнитопровод, во втором — «медными», поскольку такие машины имеют развитый токопровод. Обычно БЭМ относятся ко второму типу машин, имеющих пониженный объем магнито-

провода и соответственно меньшие значения удельной массы т.

Рассмотрим теперь ограничения на геометрический фактор, входящий в основное расчетное уравнение. Его значение в большой мере зависит от характера замыкания магнитного потока. Существуют машины с радиальным потоком (обычные синхронные и асинхронные машины, коллекторные машины) и с радиально-оссевым потоком (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 наиболее 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 диаметра D, должно соответствовать поверхности якорной зоны, зависящей от l, поскольку через осевой магнитопровод и якорную зону замы. кается общий поток. Поэтому в машинах этого типа, как показано в § 3.3, должно быть $\lambda = l/D \leq 0.5 \div 0.6$. Если это условие не выполняется, сталь осевого магнитопровода насыщается выше допустимого предела.

Возможны случаи, когда для машин автономных энергоустановок (в основном бесконтактных) накладываются ограничения на механическую постоянную времени

$$T_J = J \omega^2 / S_{\text{HOM}}, \qquad (1.50)$$

где J—момент инерции ротора; $\omega = \pi n/30$ —угловая частота вращения; $S_{\text{ном}}$ —номинальная кажущаяся мощность, связанная с расчетной мощностью через коэффициент k_E , учитывающий внутреннее падение напряжения в генераторе: $S_{\text{ном}} = S/k_E$. Физически T_J характеризует время разгона ротора машины при холостом ходе под действием момента на валу, равного номинальному моменту при соз $\varphi = 1$. Для генераторов ограничения на T_J могут опреде-

ляться 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_п, то для их демпфирования требуется T_J≫T_п. Для двигателей ограничения на T_J непосредственно определяют

их быстродействие в динамических режимах.

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

$$J = M_{\rm p} D^2/8;$$
 (1.51)

масса ротора

$$M_{\rm p} = \gamma_{\rm cp} \pi D^3 \lambda / 4, \qquad (1.52)$$

где уср-средняя плотность материала ротора с учетом различных полостей, каналов охлаждения и т. п.

Используя (1.51) и (1.52), можно найти значения D и λ из (1.44) и (1.50), обеспечивающие требуемую величину Т_л при предельно допустимой окружной скорости ротора vmax:

$$D = 8\alpha A B_{\delta} T_{J} / (k_{E} \gamma_{cp} v_{max}); \qquad (1.53)$$

$$\lambda = [\gamma^2_{\rm cp} v_{\rm max} S_{\rm HoM} / (64\pi T^2_J)] [k_E / (\alpha A B_{\delta})]^3.$$
(1.54)

Возможен случай, когда задана постоянная T_{J} и значение *n*, определяемое типом привода или требуемой частотой тока. Тогда, используя аналогичный подход, можно получить следующую формулу для λ:

$$\lambda = [\gamma_{\rm cp}/(8T_J)]^{3/2} [n/(60\pi)]^{1/2} [k_E/(\alpha A B_{\delta})]^{5/2} S_{\rm HOM}, \qquad (1.55)$$

а затем с помощью (1.40) определить диаметр D. При этом окруж-ная скорость ротора по (1.43) не должна превышать допустимых значений v_{max}.

На основе записанных выше соотношений могут быть получены оценки для удельной массы машины \ddot{m} , которая является важнейшим показателем БЭМ, используемых в автономных электроэнергетических установках.

Известно, что полная масса машины *М* может быть выражена через массу активных материалов *M_a* как *M*=*k_kM_a*, где *k_k*-кон-структивный коэффициент, учитывающий массу конструктивных элементов (подшипниковых щитов, корпуса и т. п.). Для высокоиспользованных машин k_в=1,3-1,5. В свою очередь, масса

$$M_a = \gamma k_{\gamma} \pi D^2_{\rm H} l/4, \qquad (1.56)$$

где у—средняя плотность активных материалов; k_{y} —коэффициент плотности, характеризующий заполнение машины активными материалами на длине якоря l; D_{n} — $k_{D}D$ —наружный диаметр; k_{D} —

коэффициент, зависящий в основном от числа полюсов машины. При записи (1.56) предполагалось, что объем активных элементов, расположенных за пределами длины *l* (например, лобовых частей обмоток), частично компенсирует различные полости в статоре и роторе на длине *l*.

Таким образом,

$$M = (\pi/4) k_D^2 k_R k_\gamma \gamma \lambda D^3. \tag{1.57}$$

Используя (1.39) и (1.57), получаем для общего случая
$$\stackrel{*}{m} = \pi k^2 D k_{\nu} k_{\kappa} \gamma / (4 k A B_{\delta} n),$$
 (1.58)

откуда следует, что для снижения m необходимо, во-первых, минимизировать произведение $k^2 {}_D k_\gamma k_{\rm R} \gamma$, что связано с реализацией оптимальных конструктивных исполнений машины, а, во-вторых, иметь максимально допустимые электромагнитные нагрузки A и B_6 и частоты вращения n. Так как значение n линейно связано с частотой тока, в автономных энергоустановках, как правило, используются повышенные частоты (например, в большинстве авиационных систем электроснабжения f=400 Гц и более).

Если мащина предназначена для работы с предельными механическими нагрузками, то в соответствии с (1.44) и (1.57) получаем

$$\bar{m}_{\min} = k_{D}^{2} k_{\gamma} k_{\kappa} \gamma [S/(\pi \lambda)]^{1/2} / [4 (\alpha A B_{\delta} v_{\max})^{3/2}]; \qquad (1.59)$$

$$n_{\max} = 60v^{3/2}_{\max} [\alpha \lambda A B_{\delta} / (\pi S)]^{1/2}.$$
(1.60)

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_{δ} 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 использования различных типов БЭМ, в определенных условиях.

Получим, например, оценки предельных показателей синхронного трехфазного генератора мощностью 100 кВт. Пусть сов $\varphi = 0.9$; $v_{\text{max}} = 120$ м/с; $\alpha = 0.7$; $A = 4 \cdot 10^4$ А/м; $B_{\delta} = 0.7$ Тл; $k_E = 1.05$; $k_{\gamma} = 0.8$; $\gamma_{\text{ср}} = 0.8\gamma_{\text{ст}}$, где $\gamma_{\text{ст}} - плотность$ стали; $k_{\text{R}} = 1.4$; $T_J = 0.5$ с. Для высокооборотных установок обычно p = 1, чему соответствует $k_D \approx 2$. Согласно (1.53), (1.54), (1.59) и (1.60) D = 0.1 м; $\lambda = 1.6$; $n_{\text{max}} = 23\,000$ об/м; $m_{\text{min}} = 0.4$ кг/(кВ·А). Если увеличить выходную мощность до 300 кВт и принять $A = 4.5 \cdot 10^4$ А/м; $B_{\delta} = 0.75$ Тл при сохранении геометрического подобия ($\lambda = 1.6$) и остальных показателей (кроме T_J), то получим D = 0.16 м; $n_{\text{max}} = 14\,600$ об/мин, $m_{\text{min}} = 0.48$ кг/(кВ·А), т. е. более мощный генератор имеет меньшую предельную частоту вращения и возросшую удельную массу, несмотря на несколько увеличенное произведение AB_{δ} (соответствующее показателю $\beta \approx 0.4$). Согласно (1.53) во втором случае имеем $T_J \approx 0.7$ с, т. е. время запуска установки возрастает.

При использовании машин с радиально-осевым потоком и жестких ограничениях на λ ($\lambda \leq 0,5$) удельные массы должны заметно возрастать, как это следует из (1.59). Так, например, для генератора с когтеобразными полюсами (см. § 3.3) мощностью 100 кВт при $\lambda = 0,5$ и прочих равных условиях согласно (1.59) получим $m_{\min} \approx 0,7$ кг/(кВ·А). Несмотря на это, бесконтактные машины с радиально-осевым потоком могут оставаться конкурентоспособными по отношению к машинам с радиальным потоком благодаря более простой конструкции ротора и повышенной надежности.

ГЛАВА 2 БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА РОТОРЕ

§ 2.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Бесконтактные электрические машины с постоянными магни. тами (ПМ), называемые также бесконтактными машинами с маг. нитоэлектрическим индуктором, являются первым типом электромеханического преобразователя энергии, созданного человеком. Еще в 1831 г. М. Фарадей демонстрировал принцип электромагнитной индукции с помощью устройств, содержащих неподвижные об. мотки 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 от. носительно 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 семидесятых годов, когда началось промышленное освоение и внедрение высококоэрцитивных магни. тов на основе редкоземельных материалов (РЗМ)-интерметаллических соединений самария с кобальтом SmCo5, самария с празеодимом и кобальтом Sm0,5Pr0,5C05 и др. Выпуск таких материалов 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 имеют высокую стоимость, совершенствование технологии

32

производства соединений с РЗМ позволяет ожидать их заметного удешевления в ближайшие годы, что будет способствовать более широкому использованию БЭМ с ПМ в электроэнергетических установках и электроприводе.

Бесконтактные машины с постоянными магнитами 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 играет определяющей роли 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. § 5.3).

Несмотря на быстро развивающийся интерес к электрическим машинам с ПМ, они относительно слабо описаны в учебной литературе. Большинство учебников и учебных пособий по электрическим машинам либо вообще не содержит сведений по машинам с ПМ, либо предлагает их беглое описание, что не соответствует научной и практической значимости этих устройств в электромеханике и электроэнергетике.

В настоящей главе детально рассматриваются основные физические процессы в ПМ, особенности работы ПМ в электрических машинах, конструктивное исполнение магнитоэлектрических индукторов, вопросы регулирования и стабилизации параметров БЭМ с ПМ, практическое применение машин с ПМ.

§ 2.2. ПРИРОДА ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

В БЭМ с ПМ магнитная цепь состоит из ферромагнитных материалов двух типов: магнитомягких и магнитотвердых. Рассмотрим вкратце природу ферромагнитных веществ.

Ферромагнитные материалы характеризуются способностью намагничиваться во внешнем магнитном поле и усиливать его благодаря тому, что такие 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, доме́нная структура материала нарушается, и его магнитные свойства не проявляются. Типичные значения температуры Кюри составляют 700—900 °С. 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*. Индукция, при которой достигается практически полная



Рис. 2.1. Зависимость магнитной индукции В от напряженности Н для ферромагнитного материала ориентация доменов вдоль внешнего поля, называется индукцией насыщения B_s .

Процессы намагничивания (смешение 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, которое препятствует изменению структуры материала. Поэтому зависимость магнитной индукции В (полного поля) от внешней магнитной напряженности Н имеет вид петли гистерезиса, как показано на рис. 2.1.

При увеличении H от H_1 до H_2 индукция растет по нижней границе пет-

ли, а при уменьшении H снижается по верхней. Количественно петля гистерезиса характеризуется следующими основными параметрами: индукцией насыщения B_s ; остаточной индукцией B_r —той индукцией, которая сохраняется в материале после снятия внешней МДС; коэрцитивной силой H_c —внешней отрицательной магнитной напряженностью, которая полностью размагничивает материал. Важнейшей характеристикой ферромагнетика является магнитная проницаемость $\mu = B/H$.

Магнитомягкие материалы имеют узкую петлю гистерезиса, магнитотвердые—широкую. Магнитомягкие материалы изготовляются 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, используемые в электроэнергетических устройствах, изготовляются из литых сплавов на основе железа, алюминия, никеля, кобальта (сплавы альнико). В настоящее время внедряются высококоэрцитивные материалы на основе редкоземельных материалов (SmCo₅ и др.). Для иллюстрации в табл. 2.1 приведены некоторые данные типичных ферромагнитных материалов.

Таблица 2.1

Tun	Матерналы	µ/µ₀	В ₅ , Тл	В _г , Тл	<i>Н_с</i> , А/м
Магнитомяг- кие	Технически чистое же-	50 000	2,2	1,3	100
	Железокобальтовый	400 000	1,35	\sim 1,2	2,4
	Листовая электротех-	320 000	~1,8	~1,9	32
Магнито- твердые	Сплав альнико	2*	\sim 1,2	1,02	110-103
	Соединение SmCo ₅	~1,5	0,9	~0,8	$\sim 600 \cdot 10^{3}$

При работе на лини и возврата.

Функции магнитомягких и магнитотвердых материалов, Kab правило, различны. Из табл. 2.1 следует, что магнитомягкие материалы в ненасыщенном состоянии обладают высокой проницаемо стью µ. Как известно, каждый участок магнитной цепи в электри ческой машине характеризуется магнитной проводимостью $\Lambda_{\rm M} =$ =µS/l [или обратной величиной-магнитным сопротивлением R_M= =l/(µS)], где S-площадь поперечного сечения участка; l-длина участка. Магнитная проводимость Л_м определяет связь между МДС F и магнитным потоком Ф цепи: Ф=Â_мF. Ясно, что, помещая на пути потока сердечники с высокой проницаемостью и, можно существенно увеличить $\Lambda_{\rm M}$ и повысить эффективность использо-вания располагаемой МДС F. Поэтому в большинстве электрических машин используются магнитомягкие стальные сердечники.

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

§ 2.3. ПРОЦЕССЫ НАМАГНИЧИВАНИЯ МАГНИТОТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Для уяснения особенностей работы систем с постоянными магнитами рассмотрим следующую физическую модель. Пусть имеется магнитотвердый замкнутый сердечник С, например, в форме кольца, на котором размещена обмотка возбуждения с ш витками (рис. 2.2,а, состояние 1). Запитаем обмотку током і. Тогда внутри кольца появится положительная напряженность Н1. Согласно закону полного тока H1l=iw или H1=iw/l, где l-длина средней линии кольца. Напряженности H₁ соответствует индукция внутри кольца В₁==µ₁H₁. Рабочая точка в координатах В и Н находится в первом квадранте в положении 1 (рис. 2.2,б). Удалим или отключим обмотку возбуждения (рис. 2.2, а, состояние 2). Тогда і=0, 3*



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

 $H=0, B=B_r$. Рабочая точка переместится в положение 2 (рис. 2.2,6). Внутри кольца за счет сохранившейся ориентации доменов есть поле B_r . Внешнее поле отсутствует.

Вырежем теперь в кольце зазор δ (рис. 2.2,*a*, 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 проницаемость воздуха. Так как $\mu_0 > 0$, имеем $H_{\delta} > 0$, т. е. напряженность H_{δ} в зазоре направлена вниз. По закону полного тока $H_{\rm M}l + H_{\delta} = 0$, где $H_{\rm N}$ и l соответственно напряженность в магните и длина магнита вдоль линий поля. Имеем $H_{\rm M} = (-\delta/l) H_{\delta}$, т. е. $H_{\rm M} < 0$.

С другой стороны, магнитные линии индукции В должны быть непрерывными, как это следует из уравнения div B=0, следовательно, полям B_{δ} и $B_{\rm M}$ соответствуют одни и те же линии поля кольцевой формы. Поскольку $B_{\delta}>0$, то и $B_{\rm M}>0$. Таким образом, рабочая точка при переходе от второго режима к третьему опускается по петле гистерезиса в положение 3 (рис. 2.2,6), когда $B_{\rm M}>0$, $H_{\rm M}<0$. Происходит размагничивание материала. Чем больше зазор, тем больше по модулю отрицательная напряженность $H_{\rm M}$ и тем ниже по петле гистерезиса опускается рабочая точка.

Такой же эффект размагничивания можно получить и за счет питания обмотки током, противоположным первоначальному. Таким образом, 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 гистеризиса. Участок кривой B=B(H), лежащей во втором квадранте, называется кривой размагничивания (характеристикой размагничивания).

Будем теперь заполнять зазор вставками из магнитомягкого материала (рис. 2.2, *a*, состояние 4). При этом зазор б уменьшается и соответственно уменьшится и размагничивание материала. Ориентация доменов вдоль полного поля увеличится, а индукция *B*_м 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 (рнс. 2.2,6) в различных точках кривой размагничивания приблизительно одинаков и характеризуется магнитной проницаемостью возврата

$$\mu_{\rm B} = \Delta B / \Delta H \tag{2.1}$$

или относительной проницаемостью возврата

$$\mu^*_{\rm B} = (\Delta B / \Delta H) (H_c / B_r). \qquad (2.1a)$$

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

Линия возврата может характеризоваться двумя параметрами, определяемыми точками ее пересечения с осями В и Н: остаточной индукцией возврата В_в и фиктивной коэрцитивной силой $H_{c\phi}$ (рис. 2.2,6). Уравнение линии возврата

$$B = B_{\rm B} - \mu_{\rm B} H \tag{2.2}$$

или

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

Если систему с рабочей точкой 4 на линии возврата (рис. 2.2,6) подвергать намагничивающему действию (например, подавая на-магничивающий ток в обмотку или заполняя зазор магнитомягкими вставками), то рабочая точка будет перемещаться вправо вверх по линни возврата, а после снятия намагничивающего действия она, как правило, возвращается в исходное положение 4. Когда систему подвергают размагничивающему действию (питая обмотку размагничивающим током или увеличивая зазор), рабочая точка перемещается влево вниз по линии возврата. При этом возможны два случая. Если рабочая точка 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 ее параметры восстанавливаются. Если же размагничивающий эффект настолько силен, что рабочая точка достигает положения 3 и опускается вниз по кривой размагничивания до некоторой точки З', 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 ее параметры не восстанавливаются. В правильно рассчитанной системе рабочая точка не должна выходить за пределы заданной линии возврата, чтобы параметры ПМ восстанавливались после различных внешних воздействий.

37



Рис. 2.3. Зависимость удельной магнитной энергии 🕬 м от индукции магнита Вы

Рассмотрим теперь энергетическое использование магнита. Пусть имеется постоянный магнит с плошадью поперечного сечения S_м, длиной 2l_м (на один полюс приходится длина (м) и относительно малым зазором δ, в котором действуют индукция B₆ и напряженность H₆. Удельная объемная магнитная энергия в зазоре; очевидно, равна 0,5ВоНо, а полная запасенная в зазоре энергия ₩...= $=0,5B_{\delta}H_{\delta}S_{\mu}\delta$. Ho, как показано ранее, $B_{\delta} \approx B_{\mu}$, a $H_{\delta} \delta = |2H_{\mu}l_{\mu}|$. Поэтому $W_{\mu} =$ =B_мH_mS_мl_m. Введем удельную энергию магнита

$$\boldsymbol{w}_{\mathrm{M}} = \boldsymbol{W}_{\mathrm{M}} / \boldsymbol{Q}_{\mathrm{M}} = \mathbf{0.5} \boldsymbol{B}_{\mathrm{M}} \boldsymbol{H}_{\mathrm{M}}, \qquad (2.3)$$

где Q_м=21_мS_м есть объем магнита. Таким образом w_м характеризует энергию, создаваемую единичным объемом магнита в рабочем зазоре. Очевидно, чем больше шм, тем эффективнее использование магнита с энергетической точки зрения. Пусть рабочая точка перемещается по кривой размагничивания, тогда можно построить кри-

вую $w_{\rm M} = f(B_{\rm M})$ (рис. 2.3). Значение $w_{\rm M}$ максимально, когда рабочая точка находится в средней области кривой размагничивания и имеет определенные координаты Но и Во. Если рабочая точка перемещается не по кривой размагничивания. а по линии возврата, то wm также имеет экстремум.

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

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

Чем больше у, тем более выпуклой является кривая размагничивания.

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

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

где

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

Линии B=B_r/a=const и H=H_c/a=const являются асимптотами гиперболы (рис. 2.4). Масштабы выбраны так, что отрезки ОВ, и 0Hc равны. При у=0,25 характеристика размагничивания, описы-38



Марка сплава	σ	и _{max} , вДж/м ^в	B _f s Ta	<i>Н_с,</i> кА/м		ĩ						
Труднодеформируемые литые и исталловерамические сплавы (альнико)												
ЮН13ДК25А ЮН15ДК25БА ЮНДК31Т3БА ЮНДК35Т5БА ЮНДК35Т5АА ЮНДК35Т5АА ЮНДК40Т8АА		28 28 32 36 40 32	1,4 1,25 1,15 1,02 1,05 0,9	44 62 92 110 115 145		0,9 0,72 0,6 0,64 0,66 0,5						
Деформируемые сцияны												
52 КФТМ (викаллой) 30×25 КМ Пл К78 (платинит)		До 17,5 15—20 32—47,5	$\left \begin{array}{c}1,15-0,9\\1-1,25\\0,8-0,7\end{array}\right $	$\begin{vmatrix} 32-48 \\ 48-80 \\ 300-400 \end{vmatrix}$		0,5 0,53 0,3						
Металлокерамические соединения												
ММК8 ММК11		14 16	1,1 0,7	40 128	I	0,64 0,36						
Бариевые ферриты												
24 5 A 2 10 28 5 A 180		12 14	0,37 0,39	205 185	.	0,316 0,39						
Соединения на основе РЗМ												
КС 37 КС 37А КСП 37А		55 65 72,5		≥540 ≥560 ≥500	.	0,26 0,28 0,32						
			人気(2)	Reference in the								

ваемая формулой (2.5), является наклонной прямой, при γ=0,5 она близка к окружности, при γ→1 она стремится к горизонтальной линии.

В табл. 2.2 приведены типичные параметры некоторых современных промышленных магнитотвердых материалов в соответствии с действующими ГОСТами. Из большого многообразия магнитотвердых материалов в таблицу выборочно включены лишь наиболее типичные.

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). Они имеют столбчатую (обозначаемую буквой А) или монокристаллическую структуру (обозначаемую АА).

Литые сплавы обладают хорошими магнитными свойствами ($w_{\rm M} \max$ 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 крупных магнитов, в частности для БЭМ относительно большой мощности.

Ко второй группе магнитотвердых материалов относятся деформируемые сплавы на основе железа, кобальта, молибдена, хрома, никеля и других металлов. Они имеют хорошие технологические и механические свойства и используются для изготовления магнитов сложной формы. Наилучшие показатели среди материалов этой группы у платинита, но он дорогой и применяется для изготовления миниатюрных магнитов.

Третья группа включает в себя материалы металлокерамические (ММК), изготовляемые 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 изготовляются сложные магнитные системы.

Бариевые ферриты, относящиеся к четвертой группе материалов, также обычно изготовляются методами порошковой технологии. (В обозначениях: Б—бариевый, А—анизотропный.) Хотя магнитные свойства бариевых ферритов невысокие, они весьма дешевы (дешевле сплавов альнико примерно в 10 раз) и широко используются в электрических машинах малой мощности.

Наивысшими магнитными свойствами обладают материалы пятой группы, являющиеся интерметаллическими соединениями на основе редкоземельных материалов (РЗМ) типа соединений самария (в обозначениях—С) с кобальтом (К) и с празеодимом (П). 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. К специфическим недостаткам магнитов из РЗМ следует отнести относительно низкие допустимые рабочие температуры (≤ 300 °C). В настоящее время осваивается выпуск магнитов из РЗМ с $B_r=0.9 \Rightarrow 1$ Тл и $H_c=800 \Rightarrow 900$ кА/м.

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 °C составляют 0,02— 0,06 %/град.

§ 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 Ф_м, 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 поверх-



Рис. 2.5. Постоянный магнит и внешняя цепь

ности полюса магнита, причем значение потока рассеяния пропорционально МДС магнита $F_{\rm m} = H_{\rm m} l_{\rm m}$, т. е.

$$\Phi_{\sigma} = \Lambda_{\sigma} F_{M_{\tau}} \tag{2.7}$$

где Л_о-магнитная проводимость рассеяния.

Значение Φ_{σ} обычно учитывают с помощью коэффициента рассеяния $k_{\sigma} = \Phi_{\rm M} / \Phi_{\sigma} = (\Phi_{\delta} + \Phi_{\sigma}) / \Phi_{\delta} = 1 + \Phi_{\sigma} / \Phi_{\delta}$. Потоки Φ_{δ} и Φ_{σ} в сумме определяют внешний по отношению к магниту поток $\Phi_{\rm BH} = = \Phi_{\delta} + \Phi_{\sigma}$. Очевидно,

$$\Phi_{\rm HH} = \Phi_{\rm M}. \tag{2.8}$$

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

Рассмотрим теперь замкнутый контур L, являющийся некоторой средней линией для потока Φ_{δ} . 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 является однородным, то

$$H_{\rm M}(2l_{\rm M}) + H_{\delta}(2l_{\delta}) + H_{\rm cr}(2l_{\rm cr}) = 0,$$
 (2.9)

где $H_{\rm M}$, H_{δ} , $H_{\rm cr}$ —магнитные напряженности в магните, зазорах и стальном сердечнике; $l_{\rm M}$, l_{δ} и $l_{\rm cr}$ —длины участков контура L соответственно в пределах магнита, зазоров и сердечника, приходящиеся на один полюс.

Из (2.9) следует, что МДС магнита $F_{\rm M} = H_{\rm M} l_{\rm M}$ и внешней цепи $F_{\rm BH} = H_{\delta} l_{\delta} + H_{\rm cr} l_{\rm cr}$ равны по абсолютному значению. Следовательно, вторым условием совместной работы магнита и внешней цепи будет

$$[F_{\rm M}] = [F_{\rm BH}]. \tag{2.10}$$

Положение рабочей точки магнита находится следующим образом. Пусть задана кривая размагничивания и линия возврата магнита в координатах B и H (значения H принимаются положительными). Поскольку поток и МДС отличаются от индукции и напряженности постоянными множителями, т. е. $\Phi_{\rm M} = B_{\rm M} S_{\rm M}$ и $F_{\rm M} =$ = $H_{\rm M}l_{\rm M}$, то можно построить кривую размагничивания и линию возврата (ЛВ) $\Phi_{\rm M}(F_{\rm M})$ в координатах F и Φ , как показано на рис. 2.6, *а*. В этих же координатах построим зависимость потока в сердечнике (равного по условию Φ_6) от МДС $F_{\rm BH}$, используя очевидную зависимость $F_{\rm BH} = H_6 l_6 + H_{\rm cr} l_{\rm cr} = B_6 l_6/\mu_0 + B_{\rm cr} l_{\rm cr}/\mu_{\rm cr} = = \Phi_6 l_6/(\mu_0 S_6) + \Phi_6 l_{\rm cr}/(\mu_{\rm cr} S_{\rm cr})$, откуда следует

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

При увеличении F_{вн} вначале сталь сердечника ненасыщена, µст велико, вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь и Ф_б



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

пропорционально нарастает F_{вн}. По мере насыщения стали µст падает, знаменатель (2.11) увеличивается, рост Фа замедляется, поэтому в общем случае зависимость Фо от FBH будет нелинейной. Далее построим зависимость потока рассеяния Фо от МДС FM, которая согласно (2.7) является прямой, наклоненной к оси абсинсс под углом α_{σ} = arctg Λ_{σ} . Наконец, сложим ординаты кривых для Фо и Фо и построим кривую Ф_{вн} (F_{вн}), учитывая (2.10).

Из (2.8) и (2.10) следует, что точка пересечения кривой Ф_{вн}(F_{вн}) с линией возврата Ф_м(F_м) 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 $\Phi_{\sigma}(F_{\rm M})$ в третьем квадранте (рис. 2.6,6) и находят кривую $\Phi_{\delta}(F_{\rm M})$ как разность ординат кривых $\Phi_{\rm M}(F_{\rm M})$ и $\Phi_{\sigma}(F_{\rm M})$. Точка ее пересечения с линией $\Phi_{\delta}(F_{\rm BH})$ и определяет значение рабочего потока Φ_{δ} для магнита с внешней цепью.

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

$$\Lambda_{BH} = \Lambda_{\delta} + \Lambda_{\sigma}. \tag{2.12}$$

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 ΔF . Величину ΔF естественно включить в $F_{\rm BH}$. При

этом все предшествующие рассуждения остаются верными, но F_{вн} изменяется на ΔF , т. е. зависимость $\Phi_{\rm BH}(F_{\rm BH})$ переносится параллельно самой себе вдоль оси абсцисс на $\Delta F_{\text{разм}}$ влево при размагничивающей МДС или на $\Delta F_{\text{нам}}$ вправо при намагничивающей МДС, как показано на рис. 2.7. Рабочая точка магнита при этом также смещается в новое положение. Ясно, что допустимые размагничивающие МДС $\Delta F_{\text{разм}}$ не должны выводить рабочую точку с заданной линии возврата. Предельные значения ΔF_{mo} определяются пересечением с осью абсцисс луча $\Phi_{\rm BH}(F_{\rm BH})$, наклоненного под углом а и проходящего через точку отхода ЛВ (точку Л). Вовсех рабочих режимах должно выполняться ограничение $\Delta F_{\text{разм}} \leqslant$



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

⊲∆F_{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 а будет несколько возрастать, хотя этим эффектом часто можно пренебречь.

§ 2.5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ И ИХ ЗАЩИТА ОТ НЕСТАЦИОНАРНЫХ РАЗМАГНИЧИВАЮЩИХ ЭФФЕКТОВ

После изготовления и намагничивания постоянный магнит необходимо подвергнуть ряду операций, чтобы его параметры в процессе нормальной эксплуатации обратимо изменялись в допустимых пределах. Начальный цикл подобных операций связан со стабилизацией внутренней структуры материала магнитов путем циклического нагревания 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 размагничнвающими воздействиями. Существуют два вида такой стабилизации. В первом случае магнит подвергают стабилизации «воздухом». При этом наибольшее размагничивание создается предельным уменьшением $\Lambda_{\rm BH}$ за счет размыкания магнитной цепи, когда магнит вынимают из намагничивающей установки и оставляют его без арматуры и внешних сердечников. Внешняя магнитная проводимость магнита $\Lambda_{\rm BH}$ при удалении сердечников (в свободном состоянии), очевидно, равна соответствующей проводимости рассеяния $\Lambda_{\rm ocs}$. Поэтому пересечение луча, направленного под углом Во втором случае магнит подвергают воздействию предельных размагничивающих токов в обмотках, помещенных на внешних



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

сердечниках. При этом точка отхода ЛВ определяется пересечением кривой размагничивания и луча, наклоненного под углом $\alpha_{\text{HOM}} =$ $= \operatorname{arctg} \Lambda_{\operatorname{BH}\operatorname{HOM}}$ и сдвинутого влево на значение максимальной размаг-МДС ничивающей $\Delta F_{\rm max}$ (рис. 2.8,6). После стабилизации рабочая точка переходит в номинальное положение, определяемое пересечением ЛВ и луча, исходящего из начала координат и наклоненного под углом аном.

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.

Простейшей конструкцией магнита, защищенного от внешних нестационарных воздействий, является магнит *M*, армированный полюсным наконечником *ПН* из магнитомягкой стали, показанный на рис. 2.9,*a*. Роль демпфирующего контура выполняет массив наконечника, в котором при изменении потока наводятся вихревые

токи, противодействующие изменению потока. Для улучшения защиты магнита часто используют специальные демпферные KODOTкозамкнутые обмотки ДО стержневого типа, уложенные в полюс-2.9,*5*), ных наконечниках (рис. а также высокопроводящие втулки В или обечайки, охватывающие магнит (рис. 2.9,в).



Рис. 2.9. Эскиз магнита, защищенного от нестационарных размагничивающих эффектов с помощью демифирующих 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 ΔF_{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).

§ 2.6. СИСТЕМА ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ЕДИНИЦ. ОПТИМАЛЬНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАГНИТА

Для удобства анализа машин с постоянными магнитами используют систему относительных единиц, в которой все величины делятся на соответствующие характерные масштабы и становятся безразмерными: $\ddot{B}=B/m_{B}$; $\ddot{H}=H/m_{H}$; $\dot{\Phi}=\Phi/m_{\Phi}$; $\ddot{F}=F/m_{F}$; $\ddot{\Lambda}==\Lambda/m_{A}$: $\ddot{w}=w_{M}/m_{w}$; $\ddot{\mu}=\mu/m_{\mu}$ и т. д.

В качестве масштабов используются следующие значения:

для индукции $m_B = B_r$; для МДС $m_F = H_c l_M$; для напряженности $m_H = H_c$; для магнитной проводимодля магнитной проницаемости $m_\mu = B_r/H_c$; для энергии $m_w = B_r K_M/(H_c l_M)$; для потока $m_\Phi = B_r S_M$;

Из (2.5) легко получить уравнение приведенной кривой размагничивания

$$\ddot{B} = (1 - \ddot{H}) / (1 - a H^{*}).$$
 (2.13)

Эта кривая построена на рис. 2.10 вместе с линией возврата и лучом, исходящим из начала координат под углом α и характери. зующим внешнюю цепь. Очевидно, tg $\beta = \tilde{\mu}_{B}$, tg $\alpha = \tilde{\Lambda}_{BH}$.

Если определить $\mu_{\rm B}$ приближенно по тангенсу угла наклона касательной к кривсй $\ddot{B}(\ddot{H})$ в точке $\ddot{B}=1$, $\ddot{H}=0$, то $\ddot{\mu}_{\rm B}$ выражается аналитически: $\mu_B = 1 - a$. Рабочая точка магнита / по-прежнему определяется пересечением луча внешней цепи и ЛВ и имеет координаты \vec{B}_1 и \vec{H}_1 . Координаты точки отхода линин возврата: \vec{B}_2 и \vec{H}_2 . Найдем аналитически \vec{B}_1 и \vec{H}_1 , считая заданными свойства материала магнита (a и μ_B), характеристику внешней цепи $\Lambda_{BH} = tg \alpha u$ максимально возможную размагничивающую напряженность $\Delta H_{max} = \vec{H}_2 - \vec{H}_1$. Поскольку угол β мал, значение ΔH_{max} приближенно соответствует ΔF_{np} на рис. 2.7. Так как точка 2 находится на кривой раз-



Так как точка 2 находится на кривой размагничивания, то $\ddot{B}_2 = (1 - \ddot{H}_2)/(1 - a\ddot{H}_2)$. Кроме того, очевидно, $\ddot{B}_1 = \ddot{B}_2 + \Delta \dot{H}_{max}\ddot{\mu}_B$; $\ddot{B}_1 = \ddot{H}_1 \operatorname{tg} \alpha = \ddot{H}_1 \Lambda_{\text{BH}}$.

Рис. 2.10. Кривая размагничивания в относительных единицах

Из записанных соотнешений легко получить уравнение для \ddot{B}_{1} : $\ddot{B}_{1} = (1 - \ddot{B}_{1} \Lambda_{\text{вяг}}^{-1} - \Delta \ddot{H}_{\text{max}})/(1 - a\ddot{B}_{1} \Lambda_{\text{гя}}^{-1} - a\Delta \ddot{H}_{\text{max}}) + \ddot{\mu}_{B} \Delta \ddot{H}_{\text{max}}$, решением которого будет

$$\ddot{B}_1 = C/2 - V \overline{C^2/4 - D}, \qquad (2.14)$$

где

$$C = a^{-1} + \Delta \hat{H}_{\max} \hat{\mu}_{B} + (a^{-1} - \Delta \hat{H}_{\max}) \Lambda_{B^{*}}^{*}; \qquad (2.15)$$

$$D = [a^{-1} - a^{-1}(1 - \mathring{\mu}_{B}) \Delta \mathring{H}_{max} - (\Delta \mathring{H}_{max})^{2} \mathring{\mu}_{B}] \mathring{\Lambda}_{sa}.$$
(2.16)

Напряженность $\mathring{H}_1 = \mathring{B}_1 \Lambda_{_{\rm BH}}^{-1}$. Относительная энергия магнита $\ddot{w}_1 = w_{_{\rm MI}}/m_w = B_1 H_1/(B_r H_c) = \mathring{B}_1 \mathring{H}_1.$

Если построить зависимости \tilde{w}_1 от $\tilde{\Lambda}_{BH}$ при $\Delta \tilde{H}_{max}$ =const, то они будут иметь вид кривых, изображенных на рис. 2.11, α .

Видно, что для каждого заданного ΔH_{max} существует максимальная энергия магнита \tilde{w}_{max} при определенном оптимальном значении Λ_{opt}^* . Значит, при заданных материале магнита и предельно допустимом размагничивании внешнюю цепь целесообразно рассчитывать так, чтобы $\Lambda_{BH} = \Lambda_{opt}^*$. Если, например, магнит отделен от магнитомягкого сердечника суммарным зазором l_6 и площадь поперечного сечения магнита, области зазора и сердечника равна S, а длина магнита l_M (на один полюс), то без учета рассея-46 ния $\Lambda_{\rm BH} = \Lambda_{\rm BH}/m_{\Lambda} = \mu_0 H_c l_{\rm M}/(l_\delta B_r)$, а из равенства $\Lambda_{\rm BH} = \Lambda_{\rm OHT}$, полу. чаем

$$l_{\rm M}/l_{\rm d} = \mathring{\Lambda}_{\rm opt} B_r/(\mu_{\rm o}H_c) = \mathring{\Lambda}_{\rm opt}/\mathring{\mu}_{\rm o},$$

т. е. для того, чтобы магнит развивал максимальную энергию, необходимо иметь определенное отношение его длины к суммарной длине зазора.



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

Наличие максимумов у кривых $\hat{w}(\Lambda_{BH})$ можно пояснить следующим образом. Очевидно, что изменение Λ_{DH} (угла а) при $\Delta \hat{H}_{max} =$ =const соответствует перемещению рабочей точки по пунктирной кривой в координатах \hat{B} , \hat{H} (рис. 2.11,6), каждая точка которой (например, 1) получается смещением вдоль *ЛВ* точки отхода (например, 2) так, что $\hat{H}_2 - \hat{H}_1 = \Delta \hat{H}_{max}$. В некоторой точке на пунктирной кривой имеем максимум произведения $\hat{B}\hat{H} = \hat{w} = \hat{w}_{max}$. Этой точке и соответствует $\hat{\Lambda}_{opt} = tg a_{opt}$.

Рассмотренные выше эффекты имеют основное значение для двигателей с ПМ, у которых $\Delta \mathring{H}_{max}$ 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 $0,5B_0H_0$. Для приведенной кривой размагничивания $\tilde{w}_{max}=B_0H_0/B_rH_c=B_0\dot{H}_0=\gamma$, т. е. максимальная внешняя относительная энергия равна коэффициенту формы кривой размагничивания. Так как гипербола $\ddot{B}(\ddot{H})$ равнобочная, то $\ddot{B}_0=\ddot{H}_0=\sqrt{\gamma}$.

Если при работе на $\mathcal{Л}B$ рассчитать индукции, соответствующие $\dot{\psi}_{max}$ при различных ΔH_{max} , то для многих материалов при $0 < \Delta H_{max} < (0,6 \div 0,8)$ эта индукция будет меняться незначительно. Поэтому при предварительном определении размеров магнита часто принимают индукцию $\ddot{B}_{M} = \sqrt{\gamma}$, т. е. $B_{M} = \sqrt{\gamma} B_{r}$.

47

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, SmCo₅). 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 $\ddot{B}H$ и соответственно внешняя энергия магнита максимальны при $\ddot{B}_{0} = \ddot{H}_{0} = \sqrt{\gamma} = 0,5$. Однако на практике больший интерес представляет состояние магнита с максимальной полезной энергией, развиваемой в рабочем зазоре δ . Для его нахождения введем относительные величины $\ddot{\Phi} = \ddot{B}$ и $\ddot{F} = \ddot{H}$ и построим линии $\ddot{\Phi}_{1}(\ddot{F}_{N}) = \Lambda_{0}\ddot{F}_{N}$ и $\dot{\Phi}_{\delta} = \Phi_{M} - \dot{\Phi}_{0}$ аналогично тому, как это



Рис. 2.12. Линейная характеристика размагничивания



Рис. 2.13. Синхронный генератор с постоянными магнитами

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 $\Phi_{\delta opt} = 0.5$. С учетом $\Phi_{M} = 1 - F_{M}$, $\Phi_{\delta} = \Phi_{M} - -\Lambda_{\sigma}F_{M}$ получаем $F_{Mopt} = H_{Mopt} = [2(1 + \Lambda_{\sigma})]^{-1}$ и соответственно $\Phi_{Mopt} = B_{Mopt} = (1 + 2\Lambda_{\sigma})/[2(1 + \Lambda_{\sigma})]$. При этом, очевидно, магнитная цепь должна быть такой, чтобы $\Lambda_{BHopt} = (\Phi_{M}/F_{M})_{opt} = \text{tg } \alpha_{opt} = 1 + 2\Lambda_{\sigma},$ и поскольку $\Lambda_{BH} = \Lambda_{\delta} + \Lambda_{\sigma}$, то $\Lambda_{\delta opt} = 1 + \Lambda_{\sigma}$.

При нелинейной зависимости $\Phi_{\rm M}(F_{\rm M})$ 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, как это показывается ниже.

§ 2.7. РАБОЧАЯ ДИАГРАММА МАГНИТА В СИНХРОННОЙ БЭМ. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ БЭМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

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



Рис. 2.14. Рабочая диаграмма магнита синхронного генератора до стабилизации (а) и после стабилизации током короткого замыкания (б)

которые изменяются в пределах от 0 до 1. Координата h соответствует относительной магнитной напряженности \ddot{H} и зависящим от нее величинам — МДС \ddot{F} и току \ddot{I} . Координата b соответствует относительной магнитной индукции \ddot{B} и зависящим от нее величинам — потоку $\dot{\Phi}$ и ЭДС \ddot{E} (а также напряжению \ddot{U}). Масштабы для H, B, F, Φ были установлены ранее, а масштабы для ЭДС и тока определяются ниже.

Построение диаграммы (рис. 2.14) начнем с основной приведенной кривой размагничивания I магнита $\tilde{\Phi}_{\rm M}(\tilde{F}_{\rm M})$, которая благодаря использованию относительных единиц совпадает с приведенной кривой размагничивания, описываемой (2.13). Кривая размагничивания считается заданной для используемого материала магнитов.

Построим в третьем квадранте прямую $\tilde{\Phi_{\sigma}}(\tilde{F}_{M})$ (линию 2) под углом α_{σ} = arctg $\tilde{\Lambda}_{\sigma}$ к осн \hbar , считая известной проводимость рассеяния. Вычитая ординату линии 2 из ординаты линии 1, получим зависимость рабочего потока в зазоре от МДС магнита: $\tilde{\Phi}_{\delta}(\tilde{F}_{M})$ 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), 4—77 штрих означает приведение МДС якоря к эквивалентной МДС магнита]. Если сталь якоря ненасыщена, то МДС магнита согласно (2.10) затрачивается на проведение магнитного потока через расчетный зазор $\delta' = k_0 \delta$, где $k_0 - коэффициент$ зазора, учитывающий зубчатую структуру поверхности якоря, и на преодоление размагничивающей реакции якоря, т. е.

$$F_{\rm M} = F_{\delta} + F'_{ad} \, \mathrm{H} \, F'_{ad} = F_{\rm M} - F_{\delta}. \tag{2.17}$$

Так как в зазоре $\mu = \mu_0 = \text{const}$, то $\hat{\Phi}_{\delta}$ линейно зависит от \tilde{F}_{s} , т. е. $\hat{\Phi}_{s} = \tilde{\Lambda}_{s} F_{s}$, где $\tilde{\Lambda}_{\delta} -$ относительная магнитная проводимость зазора. Значит, зависимость $\tilde{\Phi}_{\delta}(\tilde{F}_{\delta})$ может быть изображена лучом в первом квадранте, наклоненным к оси абсцисс под углом a_6 = arctg Λ_6 (кривая 4 на рис. 2.14, a).

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

Если вычесть абсписсу кривой 4 из абсписсы кривой 3, то с учетом (2.17) получим зависимость $\Phi_{\delta}(\tilde{F}'_{ad})$ (кривая 5). Эта же кривая дает зависимость ЭДС Е́ генератора (см. § 1.2) от продольного тока \tilde{I}_{d} , т. е. $\tilde{E}_{\delta}(\tilde{I}_{d})$. Действительно, согласно (1.3) при $k_n = \pi \sqrt{2/4}$ имеем

$$E_{\mathfrak{d}} = \pi \sqrt{2} f w k_{\mathfrak{d}} m_{\mathfrak{d}} \bar{\Phi}_{\mathfrak{d}}.$$

Выбирая величину $m_E = \pi \sqrt{2} f \omega k_0 m_{\phi}$, имеющую размерность напряжения, в качестве масштаба для ЭДС, получаем E_{δ} = $=E_{\delta}/m_{E}=\bar{\Phi}_{\delta}.$

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

$$\bar{F'}_{ad}m_F := m \sqrt{2} w k_d k_0 I_d / (\pi p), \qquad (2.18)$$

а затем принять величину $m_r = \pi p m_{\pi} / (m \sqrt{2} k_d k_o \omega)$, имеющую размерность тока, за масштаб тока, то $\tilde{I}_d = I_d/m_I = \tilde{F}'_{ad}$. Итак, поскольку $\vec{E_{\delta}} = \vec{\Phi}_{\delta}$; $\vec{I_d} = \vec{F'}_{ad}$, кривые $\vec{E_{\delta}}(\vec{I_d})$ и $\vec{\Phi_{\delta}}(\vec{F'}_{ad})$ тождественны.

Далее построим зависимость напряжения генератора от тока при чисто индуктивной нагрузке. Из векторной диаграммы (см. рис. 1.4,6) следует, что $U = E_6 - \Delta U_X$, где $\Delta U_X = X_{\sigma a} I_d$ — падение напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния обмотки якоря. Зависимость $\Delta \tilde{U}_{X}(I_{d})$ можно изобразить лучом в третьем квадранте, направленным под углом

$$\alpha_{\sigma a} = \operatorname{arctg} \left[\left(X_{\sigma a} I_d / m_E \right) / \left(I_d / m_I \right) \right] = \operatorname{arctg} \check{X}_{\sigma a},$$

где $X_{\sigma a} = X_{\sigma a} (m_I/m_E)$ (кривая 6 на рис. 2.14,*a*). Вычитая ординаты кривой 6 из ординат кривой 5, получим зависимость $\tilde{U}(\tilde{I}_d)$ (кривая 7).

Точка А' этой кривой соответствует однократному режиму холостого хода генератора до воздействия на него размагничивающих эффектов, точка Б — режиму короткого замыкания, при котором размагничивающее действие продольной реакции якоря максимально. Восставляя перпендикуляр к точке Б, находим сначала точку Γ (ее ордината определяет Φ_{δ} и \check{E}_{δ} при коротком замыкании), затем проводим через нее горизонталь и находим точку \mathcal{I} (ее абсцисса определяет $F_{\mathtt{M}}$ при коротком замыкании) и, наконец, проводя через точку \mathcal{I} (ее координаты показывают состояние магнита при коротком замыкании). Очевидно, при снижении тока после режима короткого замыкания рабочая точка будет перемещаться вверх вправо по линии возврата, исходящей из точки $\mathcal J.$ Поэтому, чтобы получить диаграмму обратимых состояний магнита, нужно провести через точку Л линию возврата ЛВ под углом в к оси h, причем, как указывалось ранее, $tg \beta = \mu_B = (\partial b / \partial h)_{b=1}$, а затем повторить все описанные выше построения, беря в качестве исходной кривую 1, состоящую из полученной ЛВ и участка основной кривой размагничивания ниже точки Л. Соответствующие построения показаны на рис. 2.14, б. Точка А определяет режим холостого хода генератора после стабилизации постоянных магнитов размагничиванием, точка Б — режим короткого замыкания. Линия АБ соответствует внешней характеристике генератора при чисто индуктивной нагрузке (cos $\phi = 0$), когда согласно (1.9) $U = E_0 - X_d I_d = E_0 - X_{ad} I_d$ $-X_{ga}I_d = E_{\delta} - X_{ga}I_d$ (см. рис. 1.4,6), т. е. внешняя характеристика имеет линейный падающий характер. При произвольной нагрузке с заданным соз ф внешняя характеристика может строиться по значениям E_0 и \hat{I}_{κ} (точки A и B), например, с использованием формулы (1.9) или ее модификаций (2.36) — (2.38).

По точкам A, И (пересечение горизонтали, проведенной из A, с кривой 3) и II (пересечение вертикали, проведенной из И, 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 $B_{\delta 0} = b_H m_B$, индукцию в магните $B_{M0} = b_I m_B$. Соответственно при коротком замыкании: ток $I_{\rm K} = b_B m_I$, рабочий поток $\Phi_{\delta \rm K} = b_I m_{\phi}$, МДС магнита $F_{\rm MK} = h_I m_F$, индукция в зазоре $B_{\delta \rm K} = = b_I m_B$, индукция в магните $B_{\rm MK} = b_I m_B$.

Зависимость $ar{U}(ar{I}_d)$ позволяет найти важнейший параметр генератора

$$X_d = E_0 / I_R = (m_E / m_I) \operatorname{tg} \chi.$$
 (2.19)

Другой параметр X_q легко находится для случая, когда ПМ армированы магнитомягкими наконечниками, по которым в основ. ном замыкается поток Φ_{aq} . При этом $\Phi_{aq} \sim \Lambda_b$ и

$$X_q = (m_E/m_I) k_q \operatorname{tg} a_{\delta}, \qquad (2.20)$$

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

С помощью рис. 2.14 можно выразить I_{R} и E_{0} аналитически Пусть заданы основная кривая размагничивания материала маг нита, параметры $a=B_r/B_s$, $\mu_B=tg\beta$, $\Lambda_{\sigma}=tg\alpha_{\sigma}$, $\Lambda_{\delta}=tg\alpha_{\delta}$, $\Lambda_{\sigma a}=$ $=X_{\sigma a}=tg\alpha_{\sigma a}$. Найдем вначале магнитную проводимость внешне цепи магнита для холостого хода Λ_{0} и условную магнитную прово димость короткого замыкания Λ_{R} :

$$\operatorname{tg} \ \alpha_{0} = \overset{*}{\Lambda}_{0} = b_{n}/h_{n} = (b_{A} + h_{n}\overset{*}{\Lambda}_{\sigma})/h_{n} = [b_{A} + (b_{A}/\overset{*}{\Lambda}_{\delta})\overset{*}{\Lambda}_{\sigma}]/(b_{A}/\overset{*}{\Lambda}_{\delta}) = \\ = \overset{*}{\Lambda}_{\delta} + \overset{*}{\Lambda}_{\sigma}; \qquad (2.2)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_{\kappa} = \mathring{\Lambda}_{\kappa} = b_{\mathfrak{I}}/h_{\mathfrak{I}}^{\,\mathfrak{I}} = (h_{\mathfrak{I}}\mathring{\Lambda}_{\sigma}^{\,\mathfrak{I}} + h_{B}\overset{\bullet}{\Lambda}_{\sigma a})/h_{\mathfrak{I}} = \mathring{\Lambda}_{\sigma}^{\,\mathfrak{I}} + h_{B}\overset{\bullet}{\Lambda}_{\sigma a}/[h_{B} + h_{B}(\mathring{\Lambda}_{\sigma a}/\mathring{\Lambda}_{\mathfrak{I}})] = \mathring{\Lambda}_{\sigma}^{\,\mathfrak{I}} + \mathring{\Lambda}_{\sigma a}/[1 + \mathring{\Lambda}_{\mathfrak{I}a}/\mathring{\Lambda}_{\mathfrak{I}}].$$
(2.22)

Так как точка Л лежит одновременно на луче OЛ и на криво размагничивания, то h_{π} tg $a_{\pi} = (1-h_{\pi})/(1-ah_{\pi})$, откуда

$$h_{n} = (1 + \mathring{\Lambda}_{\kappa} - \sqrt{(1 + \mathring{\Lambda}_{\kappa})^{2} - 4a\mathring{\Lambda}_{\kappa}})/(2a\mathring{\Lambda}_{\kappa}).$$

Имеем $h_{E} = h_{\pi} - b_{r}/\Lambda_{\delta} = h_{\pi} - h_{E}(\Lambda_{\sigma a}/\Lambda_{\delta})$, поэтому

$${}^{*}I_{\kappa} = h_{E} = \frac{h_{\pi}}{1 + \ddot{\Lambda}_{ca}/\ddot{\Lambda}_{\delta}} = \frac{1 + \ddot{\Lambda}_{\kappa} - \dot{V} (1 + \ddot{\Lambda}_{\kappa})^{2} - 4a\ddot{\Lambda}_{\kappa}}{2a\ddot{\Lambda}_{\kappa} (1 + \ddot{\Lambda}_{ca}/\ddot{\Lambda}_{\delta})}.$$
 (2.23)

Для точек на луче *О*/7 и на линии возврата имеем соответственн $h = b/\Lambda_0$ и $h = [h_{\pi}(\mu_{\rm B} + \Lambda_{\kappa}) - b]/\mu_{\rm B}$. Совместное решение этих соот ношений определяет $b_n = h_n(\mu_{\rm B} + \Lambda_{\kappa})/[1 + (\mu_{\rm B}/\Lambda_0)]$, следовательно $b_A = b_n - h_n\Lambda_\sigma = b_n - b_A(\Lambda_\sigma/\Lambda_b)$, откуда $b_A = b_n/[1 + (\Lambda_\sigma/\Lambda_b)]$. Оконнательно

$$\dot{\tilde{E}}_{0} = b_{A} = \frac{[1 + \ddot{\Lambda}_{\kappa} - \sqrt{(1 + \ddot{\Lambda}_{\kappa})^{2} - 4a\Lambda_{\kappa}^{*}]} (\ddot{\mu}_{B}^{*} + \ddot{\Lambda}_{\kappa})}{2a\Lambda_{\kappa}^{*}(1 + \ddot{\mu}_{B}/\ddot{\Lambda}_{0}) [1 + \ddot{\Lambda}_{\sigma}/\ddot{\Lambda}_{\delta}]}.$$
 (2.24)

Рассмотрим генератор с постоянными магнитами, у которог $X_a = X_d = X_q$, $R_a = 0$. Тогда непосредственно из векторной диаграм мы на рис. 1.5,6 следует

$$E_{0}^{2} = (U_{\text{HOM}} \cos \varphi)^{2} + (I_{\text{HOM}} X_{a} + U_{\text{FOM}} \sin \varphi)^{2} \quad \text{H}$$

$$I_{\text{HOM}} = (\sqrt{E_{0}^{2} - U_{\text{HOM}}^{2} \cos^{2} \varphi} - U_{\text{FOM}} \sin \varphi)/X_{a}. \quad (2.2)$$

Номинальная мощность генератора $S_{\text{ном}} = mU_{\text{ном}}I_{\text{ном}}$ с учето (2.25) и $I_{\kappa} = E_0/X_a$ выражается как

$$S_{\rm FOM} = mE_0 I_{\rm K} k_u = mm_E m_I k_u \tilde{E}_0^{\dagger} \tilde{I}_{\rm K}, \qquad (2.2)$$

52

где

$$k_u = \left[\sqrt{1 - u^2 \cos^2 \varphi} - u \sin \varphi\right]u, \qquad (2.27)$$

а *и=U*_{ном}/*E*₀--относительное напряжение при нагрузке, которое обычно задается.

Раскрывая *т*_Е и *т*_I, получаем

$$S_{\rm HOM} = \pi^2 k_u \dot{E}_0 \ddot{f}_{\rm K} Q_{\rm M} B_r H_{\rm c} f/(2k_d),$$
 (2.28)

где Q_м=2*pl*_мS_м−объем магнитов.

Если ввести отношение объема магнитов к объему ротора, на. зываемое коэффициентом заполнения ротора магнитами

$$k_{3.M} = Q_M / (\pi D^3 \lambda / 4),$$

то из (2.28) следует

$$D = (2/\pi) \sqrt[9]{k_d S_{HOM}/(k_u \lambda k_{a.M} B_r H_c \mathring{E}_0 \mathring{I}_{\kappa})}.$$
(2.29)

Соотношения (2.28) и (2.29) являются аналогами уравнений (1.39) и (1.40) для машин с электромагнитным возбуждением. Из них следуют некоторые общие выводы.

Во-первых, мощность и размеры генератора зависят от коэффициента k_u и, следовательно, от относительного напряжения u. Из условия $dk_u/du=0$ легко найти значения u, при которых мощность максимальна (S_{max}). Для чисто индуктивной нагрузки ($\cos \varphi=0$) $S_{\text{ном}}=S_{\text{max}}$ при u=0.5, для активно-индуктивной нагрузки ($\cos \varphi>$ >0) имеем $S_{\text{ном}}=S_{\text{max}}$ при u=0.5. На практике, однако, как правило, не допускают резкого снижения напряжения при нагрузке по сравнению с E_0 и принимают $u\approx0.6 \div 0.9$.

Во-вторых, мощность пропорциональна произведению $\tilde{E}_0 \tilde{I}_n$, называемому коэффициентом использования магнитов. В идеальном случае при отсутствии рассеяния (Åo+0, Åoa+0) и нулевом зазоре $(\Lambda_{6} \rightarrow \infty)$ согласно (2.23) и (2.24) имеем $E_{0}I_{\kappa} = 1$, т. е. использование магнитов будет теоретически идеальным. Из (2.23) и (2.24) следует, что использование магнитов будет тем лучше, чем больше проводимость Ла, т. е. чем меньше зазор в. Поэтому в машинах с ПМ обычно стремятся иметь минимальные рабочие зазоры. Можно показать также, что при нелинейной кривой размагничивания для каждого Ло имеется оптимальное значение Ли, обеспечивающее максимум $E_0 I_{\rm R}$. Согласно (2.21) и (2.22) это означает, что для каждого Λ_{δ} 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_м за счет использования высококачественных магнитотвердых материалов.

Наконец, в-четвертых, мощность генератора с ПМ до определенного предела будет тем выше, чем больше частота тока f, т. е. чем больше число пар полюсов при заданной частоте вращения. Эта закономерность, однако, имеет два важных ограничения. Одно из них связано с тем, что с ростом *р* может увеличиваться линейная нагрузка, так как с учетом масштаба *m*₁

$$A = 2m\omega I/(\pi D) = \sqrt{2} p H_{\rm c} \tilde{I} (l_{\rm M}/D)/(k_{\rm d}k_{\rm o}).$$

Если I слабо зависит от p, а $l_{\rm M}/D\approx$ const, то $A \propto p$. Поэтому значение p должно соответствовать предельно допустимым (например, по тепловым режимам) нагрузкам A. Другое ограничение определяется тем, что коэффициент использования $\tilde{E}_0 \tilde{l}_{\rm R}$ также зависит от числа полюсов, поскольку Λ_{σ} , Λ_{δ} , $\Lambda_{\sigma a}$ являются функциями p. При больших p в частности, сильно возрастает рассеяние магнитов (Λ_{σ}), коэффициент использования падает и $S_{\rm HOM}$



Рис. 2.15. Рабочая диаграмма магнита синхроиного генератора при линейной характеристике размагничивания

уменьшается. С помощью (2.21)— (2.24) и (2.28) можно найти оптимальное значение p_{opt} для каждого конкретного случая, при котором $S_{\text{ном}} = S_{\text{max}}$ (или минимальны размеры при заданной $S_{\text{ном}}$). Обычно $p_{opt} \ge 3 + 4$, т. е. генераторы с ПМ имеют большее число полюсов, чем аналогичные генераторы с электромагнитным возбуждением. Отсюда, в частности, следует целесообразность применения БЭМ с ПМ при повышенных частотах.

Если используются постоянные магниты с прямолинейной кривой размагничивания, то построение рабочей диаграммы, проводимое в том же порядке, существенно упрощается, как это видно из рис. 2.15. Двукратное перестроение кривых с переходом к линии

возврата в этом случае не требуется, так как линия возврата совпадает с основной прямой размагничивания, а $\mu_B^{*}=1$. Аналитические выражения (2.23)—(2.26) сохраняют силу, если принять в них $a \rightarrow 0$. Возникающие неопределенности типа 0/0 легко устраняются по правилу Лопиталя. Для этого случая имеем:

$$\dot{E}_{0} = \dot{\Lambda}_{0} / (1 + \dot{\Lambda}_{s} + \dot{\Lambda}_{s});$$
 (2.30)

$$\vec{\Lambda}_{\kappa} = [\vec{\Lambda}_{\alpha n} + (1 + \vec{\Lambda}_{\sigma}) (1 + \vec{\Lambda}_{\alpha a} / \vec{\Lambda}_{\delta})]^{-1}; \qquad (2.31)$$

$$\tilde{E}_{\mathfrak{o}}\tilde{I}_{\kappa} = f(\tilde{\Lambda}) = \tilde{\Lambda}_{\mathfrak{o}} / \{ (1 + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\mathfrak{o}}) [\Lambda_{\sigma a} + (1 + \Lambda_{\sigma}) (1 + \Lambda_{\sigma a} / \Lambda_{\mathfrak{o}})] \}.$$
(2.32)

Расчет $S_{\text{ном}}$ и D по формулам (2.28)—(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 $Q_{\text{м}}$ =const. При больших Λ_{δ} ($\Lambda_{\delta} \ge 10$, $\Lambda_{\sigma a} \approx 1$, $\Lambda_{\sigma} \approx 1$) машина становится слабо чувствительной к величине зазора.

Если машина с линейной кривой размагничивания рассчитыва. ется на предельные окружные скорости, то по аналогии с (1.44) имеем

$$D = (2/\pi) \sqrt{2S_{\text{Host}}k_d} [pk_{s.v}k_u \lambda B_r H_c v_{\text{max}} f(\mathring{\Lambda})].$$
(2.33)

Когда задана механическая постоянная машины T_J , можно получить однозначные выражения для D и λ , аналогичные (1.53) и (1.54):

$$D = \pi k_{3,M} k_u p B_r H_c f(\Lambda) T_J / (\gamma_{cp} k_d v_{max}); \qquad (2.34)$$

$$\lambda = \frac{\gamma^2 c_{\rm p} \upsilon_{\rm max} S_{\rm HoM}}{\pi T^2 J} \left[\frac{2k_d}{\pi k_{3,\rm N} k_u p B_r H_{\rm cf} \left(\mathring{\Lambda}\right)} \right]^3, \qquad (2.35)$$

де у_{ср} — средняя плотность материала ротора.

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 $\tilde{I}_{HOM} = \tilde{I}_{\kappa} (\sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2} - u \sin \varphi)$ причем его значение должно быть согласовано с допустимой линейной нагрузкой A, которая, как показано выше, линейно связана с \tilde{I} . Потом рассчитывается $\tilde{I}_d = \tilde{I}_{HOM} \sin \psi$ или с учетом векторной диаграммы на рис. 1.5,6 $\tilde{I}_d = \tilde{I}_{HOM} \sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2}$. Затем из точки, со-

ответствующей I_d по оси h на рис. 2.15, восставляется перпендикуляр до линии 5, из его вершины проводится горизонталь до линии 3 и из точки на линии 3 проводится вертикаль до линии 1. Полученная точка характеризует номинальные значения $H_{\rm M}$ и $B_{\rm M}$, как это следует из пояснений при построении диаграммы на рис. 2.14 и 2.15. Значения $H_{\rm M}$ и $B_{\rm M}$, легко выражаются аналитически.

Заметим, что выбор основных размеров у машин с магнитами из РЗМ, имеющих линейную характеристику размагничивания, в ряде случаев осуществляется непосредственно с помощью уравнений (1.40) или (1.44), поскольку в таких машинах могут реализовываться значения A и B_{δ} , свойственные машинам с электромагнитным возбуждением.

Рассмотрим рабочую диаграмму магнита в синхронном двига. теле. Ее основное отличие от диаграммы магнита генератора за-



Рис. 2.16. Рабочая диаграмма магнита синхронного двигателя

ключается в большей степени максимального размагничивания в случае, если двигатель имеет асинхронный пуск. При асинхронном пуске двигатель вначале раскручивается благодаря пусковой короткозамкнутой обмотке, а затем втягивается в синхронизм, когда скорость ротора станет достаточно близкой к скорости поля. Такой процесс вызывает эффект «противовключения», суть которого состоит в том, что при подсинхронной скорости ротора возникает момент времени, когда сдвиг между векторами ЭДС É₀ и напряжением сети Ú_с равен 180°. В этот момент в обмотке якоря действует сумма Uc и Eo, и предельный размагничивающий ток $I_{np} = (\hat{U} + E_0) / X_d$.

Точка отхода линии возврата для двигателя с асинхронным пуском находится следующим образом (рис. 2.16). Вначале строятся кривые 1—7 так же, как и на рис.

2.14,6. Затем из начала координат вниз по оси ординат откладывается $U_c = U_c/m_E$ и через конец отрезка проводится горизонталь до пересечения с продолжением прямой 7. Из точки пересечения восставляется перпендикуляр до пересечения с осью *h*. Отрезок *OE* соответствует максимальной размагничивающей МДС. Для точки *E* и определяется состояние магнита в точке M' (через точки *Г* и \mathcal{A}'), соответствующей предельному размагничиванию и являющейся началом рабочей линии возврата.

Оптимальные состояния ПМ в двигательном режиме, соответ. ствующие максимальной полезной энергии магнитного поля в рабочем зазоре, можно находить с по-

мощью построений и формул, поясняющих рис. 2.12.

Аналитическое исследование машин с постоянными магнитами 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



Рис. 2.17. Схема замещения магнитной цепи синхронного генератора с постоянными магнитами

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 $F_{M\Phi}$, соответствующее фиктивной коэрцитивной силе $H_{c\Phi}$ на рис. 2.2

 $(F_{M\Phi} = H_{c\Phi} l_{M})$. Значение $F_{M\Phi} = F_{M\Phi} m_F$ может определяться по абс-56 циссе точки пересечения продолжения линии возврата $\hat{\Phi}(\tilde{F}_{M})$ с осью h (см. рис. 2.14,6). При введении $F_{M\Phi}$ в схему замещения реальная МДС на концах магнита находится как $F_{M} = F_{M\Phi} - \Phi_{M}/\Lambda_{M}$, 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{J} (см. рис. 2.14). МДС якоря F'_{ad} (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_{κ} . При холостом ходе $F'_{ad} = 0$ и при ненасыщенном сердечнике якоря ($\Lambda_a \rightarrow \infty$) из рис. 2.17 следует $\Lambda_0 = \Lambda_0 + \Lambda_0$, что совпадает с (2.21). При к. з. из-за размагничивающей реакции якоря имеем $\Phi_a \approx 0$ и из рис. 2.17 находим выражение для Λ_{κ} , 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 $F'_{ad}=0$ и $\Lambda_{a}\rightarrow\infty$ соответствует максимум $\Phi^{2}_{\delta}/\Lambda_{\delta}$ (максимум $I^{2}_{\delta}R_{\delta}$ в соответствующей электрической схеме). Выражая Φ_{δ} через $F_{M\Phi}$, Λ_{M} , Λ_{σ} и Λ_{δ} по общим правилам теории цепей и используя условие $d(\Phi^{2}_{\delta}/\Lambda_{\delta})/d\Lambda_{\delta}=0$, получаем $\Lambda_{\delta \text{ орt}}=\Lambda_{M}-\Lambda_{\sigma}$. Для ПМ с линейной характеристикой размагничивания имеем в относительных единицах $\Lambda_{M}^{*}=\mu_{B}^{*}=1$ и $\Lambda_{\delta \text{ орt}}=1+\Lambda_{\sigma}$, что совпадает с полученной в § 2.6 формулой.

Магнитные проводимости в схеме замещения находятся следующим образом.

Значение Λ_{δ} , соответствующее расчетному зазору $\delta' = k_{\delta}\delta$ ($k_{\delta} > >1$), есть $\Lambda_{\delta} = \mu_0 S_{\delta} / \delta' = \mu_0 \tau a l / \delta'$, где a—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_{σ} может с достаточной точностью находиться простым методом вероятных путей потока.

Пусть, например, магнит выполнен в виде сплошной звездочки с достаточно большой осевой длиной l, как показано на рис. 2.18. Основной вклад в Φ_{σ} дает поток Φ'_{σ} между боковыми поверхностями выступов. Считают, что наиболее вероятная форма линии магнитной индукции для Φ'_{σ} —



Рис. 2.18. Модель для определения проводимости рассеяния звездообразного ротора с постоянными магнитами 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

 $d\Phi'_{\sigma} = F_x d\Lambda'_{\sigma}$

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

После интегрирования $d\Phi'_{\sigma}$ с учетом $0 \leq x \leq h$ имеем

$$\Phi'_{\sigma} = (4/\pi) F_{M} \mu_0 l.$$

Соответствующая потоку Φ'_{σ} (между двумя соседними боковыми поверхностями полюсов) магнитная проводимость на один полюс

$$\Lambda'_{\sigma} = \Phi'_{\sigma}/F_{\rm M} = 4\mu_0 l/\pi.$$

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 $k_{\lambda} < 1$, учитывающий неравномерность магнитной напряженности внутри магнита.

В общем случае проводимость Λ_{σ} находится с помощью моделирования магнитного поля геометрически подобным электрическим полем на электропроводной бумаге (при плоских полях) или в электролитических ваннах (при объемных полях).

Значение Λ_{σ} может быть выражено через коэффициент рассеяния ПМ как $\Lambda_{\sigma} = (k_{\sigma} - 1) \Lambda_{\delta}$. Обычно используется расчетное значение k_{σ} при холостом ходе машины, поскольку увеличение нагрузки, как это видно из диаграммы на рис. 2.14,6 и 2.15, приводит к снижению $\Phi_{\rm M}$ и росту Φ_{σ} , т. е. к увеличению k_{σ} .

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

При расчете переходных процессов в машинах с постоянными магнитами можно пользоваться исходными соотношениями типа уравнений Парка—Горева (1.12) и (1.14), если представить магнит в виде эквивалентной одновитковой обмотки возбуждения с включенным в нее источником тока $I'_{\rm B}$ =const, равным МДС фиктивной коэрцитивной силы $F_{\rm M}$ ф= $H_{\rm c}$ ф $I_{\rm M}$. Индуктивность эквивалентной обмотки возбуждения рассчитывается по магнитной проводимости магнита, а ее коэффициенты взаимной индукции, зависящие от магнитной связи с другими обмотками, — по известным формулам.

§ 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, как показано на рис. 2.19, а. Если в машине—обычные постоянные магниты, то внутренняя поверхность сердечника статора содержит пазы, чере-



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

дующиеся с зубцами (рис. 2.19,б). В пазах размещают проводники якорной обмотки, а зубцы обеспечивают уменьшение расчетного немагнитного рабочего зазора между статором и ротором, причем конструктивный зазор между вершинами зубцов статора и рогором обычно выбирается минимально возможным в отличие от обычных синхронных машин. Если же в машине используются высококоэрцитивные магниты на базе редкоземельных материалов (типа SmCo₅), 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 маг. нитами из РЗМ становятся малочувствительными к значению б. 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 да зубщы. в беспазовом якоре эти силы действуют непосредственно па ОЯ.

Основная специфика синхронных машин с постоянными магнитами связана с конструкцией ротора, несущего постоянные магниты. Рассмотрим наиболее распространенные конструкции роторов.

Звездообразный ротор. Типичная конструкция звездообразного ротора (рис. 2.20, a) 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. Достоинство ротора—простота и высокая степень заполнения его объема магнитом.



Рис. 2.20. Звездообразный ротор с постоянными магнитами (a) и с пусковой короткозамкнутой обмоткой (б)

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 5 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 к. э. 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 рисунке пунктиром показана линия магнитной индукции поперечной реакции якоря Baq, создаваемой МДС Faq. 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, причем спинка звездочки обычно намагничивается не полностью, поэтому может являться балластным участком, ухудшающим испсльзование магнита.

60

Если звездообразный ротор используется в двигателе, то обыч. о на нем размещается короткозамкнутая обмотка для обеспечения синхронного пуска. Одна из конструкций такого ротора приведена на рис. 2.20,6. 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 сектоюв, скрепленных стержнями 1 и кольцами 2. Каждый сектор прилыкает к полюсу звездообразного ротора 4.

В двигателях также применяют конструкции ротора, в котором. юстоянные магниты и пусковая короткозамкнутая обмотка состальным пакетом примыкают друг к другу не радиально, как на рисунке, а вдоль оси, что позволяет уменьшить диаметр активной: зоны.



Рис. 2.21. Когтеобразный ротор с постоянным магнитом (а) ча сдвоенный когтеобразный ротор (б)

Когтеобразный ротор. Когтеобразный ротор (рис. 2.21,*a*) состонт из цилиндрического постоянного магнита 1, к торцам которогопримыкают шайбы 2 и 4 из магнитомягкой стали, имеющие когте. образные выступы 3 и 5. Выступы левой шайбы чередуются по окружности с выступами правой шайбы. Каждая шайба и ее выступы приобретают магнитную полярность сопряженного с нами полюса магнита, поэтому когтеобразные выступы по отношению к статору образуют систему полюсов с чередующейся полярностью, как в обычном синхронном генераторе. На рисунке показаны линии магнитной индукции для рабочего потока $Φ_6$ и потока рассеяния $Φ_{\sigma}$; поток $Φ_{\sigma}$ 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: $B_{\delta} \approx 0,6 \div 0,7$ Тл. Кроме того, магнит имеет простую форму и расположен вблизи центра ротора, что позволяет реализовать окружные скорости ротора до 80—100 м/с, поскольку наружные магнитомягкие элементы обладают достаточной механической прочностью. Поэтому мощность машин с когтеобразным ротором может доста гать 10-20 кВ·А.

Недостатки ротора—пониженная степень заполнения его объе ма 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. 2.21,6 (сдвоенный когте-



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

образный ротор). В такой конструкции можно примерно вдвое уменьшить поток каждого магнита и сократить днаметр магнитов.

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

Одна из возможных конструкций высокооборотного 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. Во-первых, она улучшает защиту магнита от нестационарных размагничивающих воздействий (см. § 2.5). Во-вторых, она предотвращает колебания ротора по отношению к синхронно-вращающемуся полю якоря и гасит встречно-вращаю. щиеся составляющие поля (например, составляющие поля от высших гармоник МДС якоря, встречное поле в однофазных машинах и др.). Обмотка обеспечивает асинхронный пуск машины в двига. тельном 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 позволяет обеспечивать направленную кристаллизацию ферромагнетика, что существенно улучшает его магнитные свойства.

В роторе с тангенциальным намагничиванием (рис.2. 22,6) 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 $Φ_{\delta}$ и потока рассеяния $Φ_{\sigma}$ показан на рис. 2.22,6 пунктирными линиями.

Такая конструкция особенно рациональна при использовании высококоэрцитивных магнитов на основе редкоземельных материалов (типа SmCo₅), которые могут быть слабо чувствительны к величине немагнитного зазора в магнитной цепи. Длина магнита $l_{\rm M}$ вдоль поля мала, так как требуемая МДС $F_{\rm M} = H_{\rm M} l_{\rm M}$ обеспечивается за счет больших $H_{\rm M}$. Малые $l_{\rm M}$ позволяют создавать компактные многополюсные конструкции роторов с тангенциальным намагничиванием для машин с повышенной частотой, что, как уже отмечалось, способствует снижению требуемого объема магнитов.

Важной особенностью конструкции с тангенциальным намагничиванием является 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 *а*—высота магнита по радиусу, а *b*— наружная ширина сектора (рис. 2.22,6), то без учета потоков рассеяния имеем $2\Phi_{M} = \Phi_{\delta}$ или $2B_{M}a \approx B_{\delta}b$, откуда $B_{\delta} \approx$ $\approx 2aB_{M}/b$. Таким образом, при (2a/b) > 1, что легко обеспечивается на практике, имеем $B_{\delta} > B_{M}$. Благодаря использованию 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 цилин дром являются значительные поверхностные потери от зубцовых гармоник поля, наводящих в цилиндре большие вихревые токи Эти потери, очевидно, отсутствуют при беспазовой конструкции якоря.

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

С учетом изложенного выше можно выявить следующие особенности синхронных машин с постоянными магнитами по сравнению с обычными синхронными машинами.

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 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 постоянными магнитами 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_B . 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, показанной на рис. 2.14, следует, что чем выше рассеяние магнитов Λ_{σ} и якоря $\Lambda_{\sigma a}$, тем меньше координата $h_{\rm B}$ точки режима короткого замыкания и, следовательно, выше точка отхода номинальной линии возврата Л. 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 Ло и Лоа, тем сильнее шунтирована ими МДС якоря F'ad, тем слабее ее влиянияе на поток Фм магнита. (С помощью схемы замещения легко оценить количественное влияние Ад и Ада на рабочие параметры магнита.) Поэтому в машинах с постоянными магнитами часто искусственно увеличивают магнитные проводимости рассеяния, используя, например, более широкие полюсные наконечники, чем в обычных синхронных машинах. Если в последних коэффициент полюсного перекрытия $\alpha_{\rm m} = b_{\rm n}/\tau = 0.65 \pm 0.75$, то в машинах с постоянными магнитами а_п=0,8÷0,9 (b_п - ширина полюсного наконечника; т-полюсное деление).

Следующее отличие связано с тем, что обычных синхронных машинах всегда в X_d > X_a, а в машинах с постоянными магнитами, адмированными магнитомягкими наконечниками, как правило, X_d < X_g. Действительно, линии магнитной индукции для потока Ф_{аd}, определяющего X_d, замыкаются вдоль магнита, имеющего малую магнитную проводимость (из-за малых цв), а линии потока Φ_{aq} , определяющего X_{q} , замыкаются в основном через широкие магнитомягкие наконечники, как показано на рис. 2.23. Поэтому $\Phi_{ad} < \Phi_{aq}$, $X_d < X_q$. В роторах без полюсных наконечников обычно Ха~Ха. Изменение знака неравенства соотношении между В X_d И X.



Рис. 2.23. Потоки Фан и Фад в синхронной машине с полюсными наконечниками

приводит к тому, что меняется знак добавочной электромагнитной мощности и добавочного электромагнитного момента в (1.7) и (1.8). На рис. 2.24, а показаны зависимости $P_{9M}(\Theta)$, $P_{ocel}(\Theta)$, $P_{do6}(\Theta)$ 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 постоянными магнитами экстремумы кривой $P_{3M}(\Theta)$



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)

смещаются в сторону бо́льших (по модулю) Θ и коэффициент синхронизирующей мощности $P_{\rm CM} = \partial P_{\rm BM} / \partial \Theta$ 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 5—77 65 в машинах с ПМ, то внешняя характеристика имеет наиболее крутое падение U с ростом I. Аналитическое выражение для нее можно получить из (1.4a) с учетом $U = R_{\rm B}I + jX_{\rm B}I$, где $R_{\rm H}, X_{\rm H}$ —параметры нагрузки. Очевидно, что $U^2 = I^2(R^2_{\rm H} + X^2_{\rm B})$ и $E^2_0 = I^2[R^2_{\rm H} + (X_{\rm H} + X_{\rm a})^2]$, откуда $(U/E_0)^2 = (X^2_{\rm H} + R^2_{\rm B})/[R^2_{\rm H} + (X_{\rm H} + X_{\rm a})^2]$. Подставляя в это выражение известные формулы $R_{\rm H} = (U/I) \cos \varphi$, $X_{\rm H} = (U/I) \sin \varphi$, $X_{\rm a} = E_0/I_{\rm K}$, где $I_{\rm K}$ —ток к. з., после простых преобразований получаем зависимость (U/E_0) от $(I/I_{\rm K})$ в виде уравнения эллипса:

$$(U/E_0)^2 + 2(U/E_0) (I/I_R) \sin \varphi + (I/I_R)^2 = 1.$$
 (2.36)

При чисто активной нагрузке (sin q=0) внешняя характеристика в безразмерных величинах становится окружностью

$$(U/E_0)^2 + (I/I_{\rm R})^2 = 1.$$
 (2.37)

При чисто индуктивной нагрузке (sin q=1) внешняя характеристика — прямая линия

$$(U/E_0) + (I/I_R) = 1.$$
 (2.38)

Внешние характеристики для активно-индуктивной и чисто индуктивной нагрузок показаны на рис. 2.24,6. Для каждой внешней характеристики можно построить зависимость полной мощности генератора от тока $\tilde{P} = mUI$. Эта зависимость имеет максимум при определенном токе нагрузки I_{opt} . Однако режимы с $I = I_{opt}$ используются редко из-за сильного снижения рабочего напряжения (как отмечалось ранее, $u = U/E_0 \approx 0.6 \div 0.9$ и $I < I_{opt}$, $\tilde{P} < \tilde{P}_{max}$).





Рис. 2.25. Включение стабилизирующих конденсаторов в цепь синхронного генератора с постоянными магнитами: последовательное (a), последовательное через трансформатор (б) и параллельное (в) Рис. 2.26. Зависимость диэлектрической проницаемости сегнетоэлектриков от напряжения переменного и постоянного тока

Машины с постоянными магнитами рационально использовать при повышенных частотах, так как это позволяет уменьшить объем магнитов согласно (2.28).

Важной особенностью синхронных генераторов с постоянными магнитами по сравнению с обычными синхронными генераторами является 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 66 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 ($\cos \phi < 1$), 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,*a*) или через повышающий трансформатор, который позволяет уменьшить массу конденсаторов за счет увеличения их рабочего напряжения и снижения тока (рис. 2.25,6). 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, изготовляемые из

5*

сегнетокерамики (например, титаната бария BaTiO₃). У сегнетоке рамики диэлектрическая проницаемость є сильно зависит от приложенного напряжения как переменного U_{-} , так и постоянного тока U_{-} . Типичные кривые зависимостей $\varepsilon(\tilde{U_{-}})$ и $\varepsilon(U_{-})$ для сегнето электриков приведены на рис. 2.26. Поскольку емкость конденсатора пропорциональна є, зависимость є (U_) позволяет подобрать параметры варикондов таким образом, что изменение рабочего напряжения генератора будет приводить к изменению емкости, спо собствующему стабилизации напряжения. Зависимость є (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



Рис. 2.27. Схема регулятор напряжения с варикондам

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 постоянными магнитами можно обеспечить с помощью резонансного



Рис. 2.28. Стабилизация напряжения синхронного генератора с постоянными магнитами с помощью резонансного контура: схема подключения контура (а) и вольт-амперные характеристики (б) контура, содержащего емкость С и дроссель насыщения L. Контур включается параллельно нагрузке, как показано на рис. 2.28,а, в однофазном представлении. За счет насыщения дросселя индуктивность ero падает с ростом тока и зависимость напряжения на дросселе Ur. от тока дросселя Іг. имеет нелинейный характер (рис. 2.28,б). В то же время зависимость напряжения на емкости Uc от тока Ic-

линейная. В точке пересечения кривых $U_L(I_L)$ и $U_C(I_C)$, соответствующей номинальному напряжению генератора $U_{\text{ном}}$, в контуре существует резонанс тока, т. е. $I_L = -I_C$ и реактивный ток в контур извне не поступает. Если напряжение понизится, то, как видно из рис. 2.28,6, при $U' < U_{\text{ном}}$ 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 $U > U_{\text{ном}}$, то $I_L > |I_C$ и контур забирает от генератора индуктивный ток. Продольно размагничивающая реакция якоря приводит к снижению U.

Все описанные выше способы регулирования и стабилизации напряжения связаны с использованием 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, меняющей степень насыщения стальных магнитопроводов и изменяющей, таким образом, внешнюю магнитную проводимость по отношению к магниту.

Эффект, создаваемый ΠO , иллюстрируется рис. 2.29,*a*, на котором изображена часть рабочей диаграммы магнита с кривыми $\Phi_{\rm M}(F_{\rm M})$, $\Phi_{\sigma}(F_{\rm M})$ и $\Phi_{\delta}(F_{\rm M})$, а также лучи внешней цепи, наклоненные к оси F под углом а=arctg $\Lambda_{\rm BH}$. При регулировании тока ΠO меняются степень насыщения стальных сердечников, их проницаемость $\mu_{\rm cr}$, магнитная проводимость внешней цепи $\Lambda_{\rm BH}$, угол а наклона луча и положение рабочей точки магнита (условно считается, что подмагничивание обеспечивает постоянную проницаемость $\mu_{\rm cr}$ стали сердечника и зависимость $\Phi_{\rm BH}(F_{\rm BH})$ является лучом, хотя 68 з действительности при насыщении стали величина $\mu_{\rm CT}$ переменная и зависимость $\Phi_{\rm BH}(F_{\rm BH})$ нелинейная, как отмечалось в § 2.3). Если, например, ток ПО уменьшился так, что внешняя магнитная проводимость возросла от $\Lambda_{\rm BH1}$ —tg α_1 до $\Lambda_{\rm BH2}$ —tg α_2 , то поток в зазоре возрастает от $\Phi_{\delta 1}$ до $\Phi_{\delta 2}$. Подмагничивающую обмотку наматывают вокруг сердечника якоря на статоре (рис. 2.29,6). Внешние про-

водники ПО укладывают в дополнительные пазы наружной поверхнона сти сердечника статора, а внутренние проводники ПО размещают в тех же пазах, что и якорную обмотку ЯО. При такой конструкции использование пазов якоря ухудшается и подмагничивается только сердечник статора.

Можно использовать ПО, активная сторона которой уложена в полом валу машины (рис. 2.30). Подмагничивающая обмотка крепится к статору скобами C, а ротор приводится во вращение



Рис. 2.29. Изменение потока в зазоре синхронного генератора с постоянными магнитами (a) с помощью тороидальной подмагничивающей обмотки (б)

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 обычног: ис-



Рис. 2.30. Подмагничивающая обмотка с активной частью, размещенной в полом валу

полнения. Однако необходимость размещения подмагничивающия проводников внутри полого вала также связана с трудностями.

Обычно ПО рассчитывают так, что ток в них максимален при холостом ходе и снижается по мере увеличения нагрузки, что способствует росту Ф₆ 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. БЭМ с постоянными магнитами начинают широко использоваться в автономных энергетических установках, на транспорте, на летательных аппаратах и в 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 меняется. Для стабилизации частоты генерируемого тока во многих случаях применяют привод постоянной частоты вращения (ППЧВ) гидравлического или пневматического типов, который помещается между авиадвигателем и электрическим генератором, обеспечивая постоянную частоту вращения генератора. Из-за сложности конструкции ППЧВ надежность та кой 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 иследования, использование в схемах с ПСПЧ генераторов с постоянными магнитами при увеличении числа полюсов и фаз весьма перспективно. Одно из интересных направлений при разработке подоб. ных 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 авиа. двигателя, 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 70

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 SmCo₅ при мощностях $S \approx 60 \div 120$ кВ·А, частотах вращения $n \approx 5300$ об/мин и канальном масляном охлаждении якоря имеет удельную массу $m \approx 0.3$ кг/ (кВ·А).

Генераторы в обычном автономном исполнении с постоянными магнитами типа ЮНДК при интенсивном воздушном охлаждении, частоте вращения $n \approx 8000 \div 12\,000$ об/мин, мощностях $S \approx 20 \div$ $\div 60$ кВ·А имеютудельные массы $m \approx 1,2 \div 1,6$ кг/(кВ·А). Применение магнитов на основе РЗМ позволяет заметно уменьшить m. Так, генератор с магнитами из РЗМ мощностью S = 105 кВ·А, частотой вращения n = 6000 об/мин (f = 2000 Гц) и жидкостным охлаждением якоря имеет удельную массу m = 0,343 кг/(кВ·А) и КПД $\eta =$ = 0,889. КПД генераторов может быть также повышен за счет криогенного охлаждения. Например, у генераторов с РЗМ и испарительной системой охлаждения на жидком азоте при мощностях $S = 80 \div 120$ кВ·А КПД возрастает до 95% при удельной массе — до m = 0,35 кг/(кВ·А) (без учета системы охлаждения).

Особенно компактными и легкими получаются генераторы термоинерционного типа с постоянными магнитами из РЗМ. Напри. мер, генератор объемом 150 см³ в минутном режиме может развивать мощность 1 кВт при *n*=3000 об/мин. Успешно внедряются высокооборотные генераторы с магнитами из РЗМ с частотами вращения *n*=70 000÷120 000 об/мин при мощностях 0,5—4 кВ·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*.

В настоящее время широко внедряются в различные области техники двигатели энергетического назначения с постоянными магнитами. Так, во Франции разработана серия двигателей с магни-Таблица 2.3

Мощность, кВт	Асинхрог	ные двигат	елв	Свихронные двигатели с постоявными магнитами			
	п, об/мин	cosø	КПД, %	п, об/мни	C08 ឆ្	кпд, %	
1,5 4,5 11 18,5	1410 1420 1450 1450	0,78 0,83 0,83 0,85	75,0 79,5 86,2 88,0	1500 1500 1500 1500	0,85 0,90 0,90 0,90	82 86 91 92	

* См.: РЖ. Электротехника, 1983, № 6, 6Л218.

тами из РЗМ мощностью 0,37—18,5 кВт для применения их в ме таллургической и химической промышленности, а также в венти ляторах, насосах, кондиционерах. Сравнительные данные некотс рых двигателей и их аналогов в виде асинхронных двигателе: приведены в табл. 2.3.

Применение постоянных магнитов привело к снижению потер на 30-40% и заметному увеличению КПД и соз ф (см. табл. 2.3)

В Японии созданы двигатели с дешевыми постоянными магни тами из бариевого феррита, обладающие высокими КПД и соя с Например, двигатель мощностью 1 кВт (n=12000 об/мин) имее $\eta=0,89$, соя $\phi=0,92$, а у аналогичного асинхронного двигателя $\eta=$ =0,76, соя $\phi=0,84$. Ведутся работы по созданию мощных высоко оборотных двигателей дисковой конструкции с постоянными маг нитами, а также тихоходных двигателей для привода судовых вин тов. Так, в США спроектирован двигатель с конструкцией ротор: по типу приведенной на рис. 2.22,6 мощностью 30 МВт и частотой вращения n=168 об/мин. Диаметр ротора двигателя 2,5 м; удель

ная масса *m*=1,34 кг/кВт. Двигатели с постоянными магнитами широко используют в системах управления и автоматики.

глава з

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 требуется 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.

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

Начало БЭМ с обмотками возбуждения было положено П. Н. 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 меняется только по величине, сохраняя направление. Возникающее вследствие этого недоиспользование 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 большие потоки рассеяния, машин второго типа — увеличенный объем обмотки возбуждения и необходимость ее размещения в полом валу.

Во всех перечисленных выше типах БЭМ обмотки якоря и возбуждения размещаются на статоре, а изменение магнитного потока в активной зоне обеспечивается благодаря специальной форме стального магнитопровода ротора. В тридцатые - сороковые годы нашего века были предложены БЭМ с вращающимися выпрямителями (см. § 3.2), у которых обмотка возбуждения 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 в настоящее время в связи с быстрым совершенствованием полупроводниковой техники. Особенность БЭМ с вращающимся выпрямителем — объединение в одном arрегате нескольких органически связанных электрических машин. Поэтому при их изучении большую роль играют 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 обладают хорошими регулировочными качествами и широко используются в разнообразных областях современной электроэнергетики.

§ 3.2. БЕСКОНТАКТНЫЕ СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ВРАЩАЮЩИМСЯ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ (БЕСЩЕТОЧНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ)

Основным элементом БЭМ с вращающимся выпрямителем (ВВ) является обычная синхронная машина (СМ), у которой на статоре находится обмотка якоря (ОЯ), а на роторе — полюсы из магнитомягкой стали и обмотка возбуждения (ОВ), 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 (ВВ), что и определяет название машины. Типичная компоновка элементов БСМ с ВВ показана на

рис. 3.1. В качестве возбудителя можно использовать вращающийся трансформатор *BT*, асинхронный *AB* и синхронный *CB* 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 зазо





ром δ . При питании обмотки O1 пере менным током образуется переменный магнитный поток, замыкающийся че рез сердечники C1, C2 и зазор δ . Это поток наводит ЭДС в обмотке O2, под ключаемой к основной обмотке воз буждения OB через BB (см. рис 3.1) Все процессы во вращающемся транс форматоре протекают так же, как и в обычном трансформаторе. Разница заключается лишь в ослабленной индуктивной связи между первичной и вторичной обмотками из-за дополни-

тельного зазора в магнитопроводе. Конструции ВТ отличаются большим многообразием (одно- и многофазные, цилиндрические и торцовые 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.



Рнс. 3.2. Схемы вращающегося трансформатора (a) и асинхронного возбудителя (б)

Достоинство BT — 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, главным из которых является 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 распре-

деленными многофазными (обычно трехфазными) обмотками O1и 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 обмотки O2соединены 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, AB не 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.



Рис. 3.3. Схема синхронного возбудителя

Активная мощность обмотки O1 при заданной мощности O2обратно 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 ненамного меньше мощности обмотки O2'мощности возбуждения БЭМ). Достоинство AB — его конструктивная простота и относительно малая электромагнитная постоянная времени, что улучшает быстродействие регулирования БЭМ.

В настоящее время наиболее распространены БСМ с синхронным возбудителем СВ, представляющим собой обычный синхронный генератор с полюсами на статоре (рис. 3.3). Полюсы охвачены обмоткой возбуждения возбудителя ОВВ, питаемой постоянным током, а многофазная обмотка якоря возбудителя ОНВ со своим сердечником находится на роторе и подсоединяется к ОВ через ВВ. Очевидно, что СВ, как и обычный синхронный генератор, является усилителем электрической мощности, так как мошность статорной обмотки ОВВ составляет лишь незначительную часть (4-8%) мощности роторной обмотки ОЯВ и соответственно мощности основной ОВ. Разница между мощностями ОЯВ и ОВВ определяется механической мощностью, затрачиваемой на вращение ОЯВ. Таким образом БСМ с СВ 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 параметров машины.

Во всех схемах БСМ с ВВ рационально 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), в то время как 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 О1. 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 и т. п.), характеризуемых высокими частотами враш



Рис. 3.4. Эскиз бесщеточного генератора с синхронным возбудителем и подвозбудителем

транспорте частотами врашения электромеханических преобразователей, в большинстве слуприменяются БСМ и чаев CB. Мошные современные турбогенераторы (300 МВт и более) также часто выполняют бесконтактными Ĉ использованием СВ и ВВ. Схема возбуждения с СВ и ВВ принята и в ряде разрабатываемых перспективных мошных сверхпроводниковых генераторов.

Для синхронных генераторов с СВ и ВВ существенное значение приоб-

ретает 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 (ПВ), 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 ПВ приведен на рис. 3.4. На статоре машины находится основная обмотка якоря ОЯ, обмотка

возбуждения возбудителя OBB и обмотка якоря подвозбудителя ОЯПВ. На роторе располагаются основная обмотка возбуждения OB, обмотка якоря возбудителя OЯB, вращающийся выпрямитель BB и индуктор подвозбудителя ИПВ с постоянными магнитами.

В наконечниках основных полюсов обычно размещается короткозамкнутая стержневая обмотка KO. Она демпфирует колебания магнитного потока и повышает устойчивость синхронной машины. В двигательном режиме KO может обеспечивать асинхронный пуск машины. Машина может выполняться как с явновыраженными, так и с неявновыраженными эсновными полюсами при повышенных частотах вращения ($n \ge 12\,000$ об/мин).

В генераторном режиме БСМ с ВВ работает следующим образом. При вращении ротора наводится ЭДС в ОЯПВ! и создается ток, который выпрямляется и питает ОВВ. Последнее обеспечивает 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, работа которого рассматривается ниже. Параметры генератора допускают плавное и глубокое регулирование за счет изменения тока в ОВВ. Подвозбудитель ПВ — высоконадежное звено, часто используемое не только для начального возбуждения генератора, но и для питания ответственных цепей управления и защиты энергоустановок с БЭМ. Ток, создаваемый 11В, обычно имеет повышенную частоту (1000—1600 Гц и более).

Вращающийся выпрямитель выполняется на основе кремниевых полупроводниковых вентилей 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, измеряемая интенсивностью отказов, может быть доведена 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 вентилей способствует их

интенсивному охлаждению. При воздушном охлаждении (продуве) ВВ часто размещают в зоне подшипникового щита, через который в генератор подается холодный воздух.

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 использование фототиристоров.

Особенность работы ВВ в БСМ заключается в необходимости защиты ВВ от перенапряжений, которые могут возникать в основной ОВ при несинхронных режимах работы (например, при выпадении из синхронизма синхронного генератора или асинхронном пуске синхронного двигателя). В таких режимах ОВ не является неподвижной по отношению к потоку якоря (как при нор-



Рис. 3.5. Защита вращающегося выпрямителя с помещью варистора (a), тиристоров и стабилитронов (б, в)

мальной работе) и в ней наводятся большие асинхронные ЭЦС Eac, способные вывести из строя ВВ. Простейшая защита ВВ может обеспечиваться варистором (нелинейным полупроводниковым сопротивлением) R_v, включаемым параллельно с OB (рис. 3.5,a) и шунтирующим полуволны E_{ac}, создающие наиболее опасные напряжения на *ВВ* (полуволны $E_{\rm ac}$, соответстобратные вующие прямому напряжению на ВВ, опасности для ВВ 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, которая создает тормозные моменты на роторе.

Более рациональны защитные схемы на тиристорах. Одна из них в упрощенном виде приведена на рис. 3.5, б. В схеме имеются 78 тиристоры T1 и T2, включенные параллельно BB, но с обратной относительно BB полярностью. Управление тиристорами осуществляется с помощью кремниевых стабилитронов KC1 и KC2. Когда асинхронная ЭДС создает на BB большие обратные напряжения, стабилитроны обеспечивают появление токов управления и включение тиристоров, последние полностью шунтируют BB. Два тиристора необходимы для того, чтобы шунтирующая ветвь не оставалась включенной под действием рабочего напряжения BB.

Возможно использование разконаправленно включенных тиристоров *T1* и *T2* со стабилитронами *KC1* и *KC2* и балластным сопротивлением *R*ь, включаемым при любой полярности асинхронной ЭДС в случае превышения ею порогового напряжения стабилитронов (рис. 35 с)

3.5.8). литронов (рис. Дополнительный тиристор ТЗ при этом отключает ВВ от ОВ по сигналу от блока управления возбуждения БУВ, реагирующего на частоту E_{ac}. Важно, чтобы все схемы зашиты ВВ обеспечивали симметричную проводимость цепи ОВ для предотвращения появления постоянной составляюшей асинхронного тока в *OB*.

Следует подчеркнуть, что рассматриваемая БСМ с ВВ является органическим объединением трех взаимодействующих каскадов преобразования механической энергии в электрическую, т. е. си-



Рис. 3.6. Схема АРВ с магнитным усилителем

стемой 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 w_{χ} и обмотки постоянного тока: управления w_y и компаундирования w_k . В общем случае МУС также содержит стабилизирующую обмотку и обмотку для выравнивания реактивных мощностей при параллельной работе генераторов. Обмотки w_{χ} включены в диагонали выпрямительного моста *B1*, питаемого переменным током от обмотки *ОЯПВ* (в данном случае однофазной) и питающего постоянным током *OBB*.

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 T_p 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 TT, так что напряжение и ток обмотки w_k пропорциональны рабочему току ОЯ. Обмотки w_y и w_k имеют встречно направленные МДС.

При обесточеньых обмотках w_y и w_k токи в w_{\perp} насыщают сердечник *МУС*, что обеспечивает малые индуктивные сопротивления обмоток w_{\perp} и большой ток в *OBB*. Токи в обмотках w_y и w_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 w_{\perp} возрастает и ток I_{BB} в OBB падает. Зависимость I_{BB} от F_p приведена на



Рис. 3.7. Зависимость тока возбуждения возбудителя от размагничивающей . МДС, создаваемой магнитным усилителем

рис. 3.7. При холостом ходе генератора, когда напряжение на ОЯ максимально, а тока в ОЯ нет, очевидно, величина Fpo будет максимальной. При этом ток возбуждения возбудителя Івво и соответственно ток в ОВ таковы, что напряжение х. х. генератора близко к номинальному напряжению U_{ном}. Если напряжение на ОЯ падает, уменьшается ток в wy и Fp, что приводит к возрастанию Івв и соответственно основного тока возбуждения и выходного напряжения до значения, близкого к U_{пом}. Канал регулирования по ши повышает точность и устойчивость регулирования. Когда ток генератора возрастает (что способствует падению выходного напряжения), возрастает и ток в Ши, а суммарная размагничивающая МДС Fp=Fy-Fk снижается. Это приводит к увеличению Івв и способствует ста-

билизации 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_{ном}.

Схемы регулирования с МУС обладают высокой надежностью и слабо чувствительны 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 вентилей. Одна из таких схем в упрощенном виде приведена на рис. 3.8. Питание ОВВ от ОЯПВ осуществляется через несимметричный управляемый выпрямитель

УВ. Вращающийся выпрямитель ВВ также является управляемым и помимо диодов Д содержит тиристоры T, управляющие электроды которых через вспомогательные вентили подключены к расположенным на роторе вторичным обмоткам вращающихся трансформаторов BT. Регулирование машины осуществляется электронным APB, который воспринимает сигналы, пропорциональные напряжению U и току якоря I (через трансформаторы тока TT), и вырабатывает управляющие импульсы. Импульсы по определенному закону подаются на YB и первичные обмотки BT на статоре таким образом, чтобы обеспечивалось $U \approx \text{сопst.}$ Использование управляемого BB позволяет, в частности, осуществить практически безынерционное гашение поля возбуждения при аварийных режимах. Подобная схема реализована в мощном отечественном турбогенераторе TBB-

турбогенераторе 320-2, а также в автономэнергоустановках. ных Когда БСМ должна обладать повышенной надежностью, используется простейший неуправляемый ВВ на диодах, а регулирование осуществляется только с помощью АРВ и УВ. В некоторых случаях, наоборот, вместо УВ используется неуправляемый выпрямирегулирование тель. а обеспечивается через ВТ и управляемый ВВ.

Анализ процессов в БСМ с ВВ проводится на основе математи-



Рис. 3.8. Схема регулятора возбуждения с управляемыми вентилями

ческой модели, построенной с помощью системы уравнений, которая обычно включает в себя уравнения Парка — Горева типа (1.12) и (1.14) 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 $2p_{\rm B}$ полюсами на статоре и основного генератора с 2p полюсами на роторе, снабженном успокоительными обмотками. Для роторных и статорных обмоток основного генератора в осях d и q, связанных с ротором, согласно (1.12) (1.14) имеем:

$$u_{Bd} = R_{Bd} i_{Bd} + d\Psi_{Bd}/dt; \qquad (3.1)$$

$$0 = R_{yd}i_{yd} + d\Psi_{yd}/dt; \qquad (3.2)$$

$$0 = R_{yq}i_{yq} + d\Psi_{yq}/dt;$$

$$-u_d = R_{did} + d\Psi_d/dt - p\omega\Psi_q;$$

$$-u_g = R_{dig} + d\Psi_g/dt + ig\omega\Psi_d$$

$$(3.3)$$

$$(3.4)$$

$$(3.5)$$

Минусы перед u_d и u_q определяются тенераторным режимом работы, когда напряжения не подводятся к обмоткам, как предполагалось при записи (1.14), 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:

$$u'_{\rm Bd} = R'_{\rm Bd} i_{\rm Bd} + d\Psi'_{\rm Bd}/dt;$$
(3.6)

$$-u'_{d} = R'_{d}i'_{d} + d\Psi'_{d}/dt + p_{B}\omega\Psi'_{q}; \qquad (3.7)$$

$$-u'_{q} = R'_{q}i'_{q} + d\Psi'_{q}/dt - p_{B'} \Psi'_{d}, \qquad (3.8)$$

где штрих относится к параметрам для осей d и q возбудителя. Значение u'_{Bd} задается с помощью APB.

Входящие в записанные уравнения величины потокосцеплений определяются формулами типа (1.15) и выражаются через постоянные коэффициенты (индуктивности и взаимные индуктивности обмоток) и неизвестные токи (*i*_{Bd}, *i*_{yd}, *i*_{yq}, *i*_d и т. д.). Если необходимо учитывать насыщение магнитопроводов, то вместо (1.15) 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 $R_{\rm H}$ и $L_{\rm H}$. Например, для фазы А $u_A = i_A R_{\rm H} + L_{\rm H} di_A/dt$. Если в это уравнение согласно (1.11) 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

$$u_d = i_d R_{\rm H} + L_{\rm H} di_d / dt - \omega L_{\rm H} i_q;$$

$$u_d = i_o R_{\rm H} + L_{\rm H} di_o / dt + \omega L_{\rm H} i_d.$$
(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 неуправляемся ВВ, поскольку для ОЯВ соs $\phi \approx 1$. Тогда

$$u_{\rm Bd} = k_u \sqrt{(u'_d)^2 + (u'_q)^2}; \quad i_{\rm Bd} = k_i \sqrt{(i'_d)^2 + (i'_q)^2}; \quad u'_d = i'_d R_{\rm s}; \quad u'_q = i'_q R_{\rm s}; \quad R_{\rm s} = R_{\rm Bd} k_u / k_i, \quad (3.10)$$

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 82 генератора в осях d и q осуществляется переход к параметрам: реальной, например трехфазной, машины с помощью формул (1.11).

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 уста-новок, 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 10500 кВ.А. на частоту вращения 500 об/мин. В табл. 3.1 приведены некоторые данные разрабатываемых отечественных промышленных бесщеточных синхронных генераторов, предназначенных для работы в автономных энергоустановках при n=1500 об/мин: f=50 Гц; $\cos \phi = 0.8$.

Таблина 3.1

Тип	Мощность, кв-А	Напряжение, В	КПД. %	Удельная масса, кг/(кВ·А)
MP3558-4	250	400	92,5	4,60
M85/32-4	625	400	93,6	4,48
MF500-4V	1000	6300	94,7	3,50
MF85/61-4	1250	400	95,8	3,52
MF560L-4V	1675	6300	95,4	3,45

В ведущих зарубежных странах налажен широкий серийный выпуск БСГ с ВВ (в промышленном и морском исполнениях) мощностью от 500 до 3500 кВ·А при n=750÷1500 об/мин. обладающих КПД η≈93÷96 % и удельной массой m≈2,3÷5,4 кг/(кВ·А)_ Генераторы снабжены тиристорными регуляторами напряжения, обеспечивающими точность поддержания напряжения 1%.

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.

Таблица 3.2

Тил	Мощнссть, кВт	Напряже- ние, В	Частота, Гц	Частота вращения, об/мин	cosø	қпд	Удельная масса, кг/кВт
СТ-160/400	160	400	400	4000	0,70	5,923	4,25
ГСА 800	800	400	400	6000	0,88	0,944	2,56

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 6¥ 83:

Тип	Мощность, кВ·А	Напряжение, В	Частота вра- щення, тыс.об/мин	Частота, Гц	Удельная мас- са, кг/(кВ·А)
ГТ30ПЧ8	30	208 <u>+</u> 3%	7—9,2	350-460	1,26
ГТ40ПЧ8	40	208 <u>+</u> 2%	8.⊭2%	$400\pm2\%$	1,17
ГТ60ПЧ8АТВ	60	208 <u>+</u> 2%	8+2%	$400\pm2\%$	0,91
ГТ120ПЧ6	120	208 <u>+</u> 2%	6±2%	$400\pm2\%$	0,72

специальных воздухозаборников. Высотность их использования не должна превышать 16—18 км из-за снижения плотности воздуха.

При средних мощностях (30—200 кВ·А) наилучшими массогабаритными характеристиками и повышенной высотностью обладают авиационные БСГ с жидкостным охлаждением распылительного типа, когда жидкий хладагент в виде струй подается непосред-



Рис. 3.9. Авиационный бесщеточный генератор с распылительным масляным охлаждением

ственно на наиболее горячие элементы машины. В качестве хладагента может использоваться жилкость, имеюшаяся на борту самолета — масло или топливо маршевых двигателей. Такое высокоэффективное охлажде-OCHOBHOM может ние в быть реализовано только бесконтактных машинах, поскольку хладагент присутствует в пространстве между статором и ротором, что затрудняет размещение там щеточных контактов. Материалы, из которых изготов-

струйным охлаждением, ляются элементы генератора co 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, обмотку 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

reнератор примерно 140—150°С, на выходе 160—170°С. Удельный расход масла составляет примерно 2,2 л/мин на 1 кВт потерь.

Генератор, показанный на рис. 3.9, 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=12000 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 $[m \approx 0.3 \text{ кг/(kB·A)}]$, 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, спирто-водяная смесь и др.).

БСГ с ВВ могут применяться в автономных бортовых энергоустановках большой мощности. Так, в США разработан БСГ с ВВ мощностью 2,5 МВ А с выходным напряжением 5 кВ и частотой вращения n=13 000 об/мин, имеющий при интенсивном воз-(продуве) ДУШНОМ охлаждении 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 MB·A с удельной массой *m*≈0,045 кг/(кB·A) при частотах вращения n=5500÷6300 об/мин **.

В целом БСМ с ВВ являются одним из наиболее рациональных типов БЭМ, так как они обладают хорошими массогабаритными показателями, обеспечивают регулирование выходного напряжения в широких пределах и высокий уровень его стабилизации, имеют минимальные мощности управления.

Общие недостатки БСМ с ВВ связаны со сложной электрической схемой и наличием на роторе обмоток, полупроводниковых вентилей, защитных элементов, фильтров и т. п., что снижает надежность работы БСМ, ограничивает предельные скорости ротора и допустимые температуры. Последние определяются возможностями кремниевых вентилей и не превышают 170-200 °С. Применение в перспективе для ВВ диодов ни основе карбида кремния позволит повысить этот предел до 400 °С и выше.

 ^{*} Hammond E. E., Neff W. S., Shilling W. J. A 2,5 MVA High Voltage Lightweight Generator. Aircraft, v. 16, N 1, 1979.
 ** Gamble B. B., Keim T. A. High Power Density Superconducting Generator.
 Proc. of the 15-th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference, Seattle, Washington, 1980.

§ 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.), имеют предельные частоты вращения, что в совокупности позволяет создавать высоконадежные компактные генераторы и двигатели, способные работать в сложных окружающих условиях. Обшие недостатки БСМ с когтеобразными полюсами связаны с повышенными магнитными потоками рассеяния.

Существует большое разнообразие конструктивных исполнений БСМ с когтеобразными полюсами.



Рис. 3.10. Бесконтактиая синхронная машина с внешнезамкнутым потоком

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 8, много меньший, чем тангенциальный зазор между соседними выступами 7 и 8.

Для упрощения чертежа наружные грани выступов 8 и 7, примыкающие к ОЯ 3, на продольном разрезе условно совмещены (на диаметре D), хотя при строгом изображении они будут сдвинуты 86

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 δι и δ₂. Для придания ротору необходимой механической прочности пространство между шайбами и 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 $\Phi_{\rm B}$, создаваемый согласно включенными обмотками возбуждения 1 и 4, замыкается по пути с наибольшей магнитной проводимостью (с наименьшим воздушным зазором) следующим образом: наружный корпус - консоль 10 - дополнительный зазор δ₂ — левая втулка 9 — выступы 8 — рабочий зазор б — статор — рабочий зазор б 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 Ф выходит из выступов 8 и входит в выступы 7). 72

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. § 6.2). При небольших пусковых моментах возможен асинхронный пуск двигателя без пусковой обмотки за счет вихревых токов, наводимых в массивных выступах 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, вовторых, 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 $\Phi_{\sigma a}$ и учитываются индуктивным сопротивлением якоря $X_{\sigma a}$.

Помимо рассмотренных потоков в машине существуют потоки рассеяния цепи возбуждения Φ_{σ} , которые заметно превышают потоки рассеяния в обычных синхронных машинах из-за сложной

геометрии магнитной цепи. Если коэффициент рассеяния в обычных машинах $k_{\sigma} \approx 1,15 \div 1,3$, то в рассматриваемой БСМ $k_{\sigma} \ge 1,5$. Основной составляющей Φ_{σ} является поток полюсного рассеяния $\Phi_{\sigma n}$, который, минуя якорь, замыкается непосредственно между соседними когтеобразными выступами с разной полярностью (рис. 3.10). Поток рассеяния $\Phi_{\sigma B}$ замыкается вокруг ОВ, поток рассеяния $\Phi_{\sigma B} = -$ между втулками б и 9, поток рассеяния $\Phi_{\sigma T}$ — 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 $D_{\rm вт}$ при индукции $B_{\rm вт}$ будет

$$\Phi_{\rm BT} \approx (\pi D^2_{\rm BT}/4) B_{\rm BT}. \tag{3.11}$$

Суммарный рабочий поток полюсов по радиусу

$$\Phi_{\delta\Sigma} = 0.5 \pi D l \alpha B_{\delta}, \qquad (3.12)$$

где D — диаметр активной зоны; а — коэффициент полюсного перекрытия: B_{δ} — расчетная индукция в зазоре, множитель 0,5 учитывает замыкание потока по радиусу в одну сторону только через половину полюсов.

Потоки Φ_{BT} и $\Phi_{\delta\Sigma}$ связаны коэффициентом рассеяния для ротора $k'_{\sigma} = \Phi_{BT} / \Phi_{\delta\Sigma}$. Из записанных соотношений следует

$$\lambda = l/D = \frac{1}{2k'_{g}a} \frac{B_{BT}}{B_{\delta}} \left(\frac{D_{BT}}{D}\right)^2.$$
(3.13)

Если, например, принять $D_{\rm BT}/D\approx0.8$; $B_{\rm BT}/B_{\delta}\approx1.5$; $k'_{\sigma}=1.4$; а=0,7, то λ =0,49. В общем случае можно считать $\lambda \leq 0.5\div0.6$, 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, разновидностям индукторных БЭМ и др.). При невыполнении записанного неравенства индукция в стали для осевых участков магнитопровода недопустимо возрастает, сталь насыщается, резко увеличиваются 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): F_в — МДС одной ОВ; F_{ad} — МДС якоря на один полюс, приведенная к ОВ; Rк, Rm, Roi, Rвт, Rn, Ro, Rz, Ra, Ro-магнитные сопротивления половины наружного корпуса, левого бокового щита, дополнительного зазора δι (см. рис. 3.10), втулки 9, полюсного выступа 8, рабочего зазора, зубцового слоя якеря, спинки якоря (на полюс), пакета якоря между рабочим зазором и корпусом для полюса одной полярности; Ков. $R_{\sigma n}$, $R_{\sigma BT}$, $R_{\sigma T}$ — магнитные сопротивления для потоков рассеяния вокруг ОВ ($\Phi_{\sigma B}$), между полюсными выступами 7 и 8 ($\Phi_{\sigma n}$), меж-

ду втулками 6 и 9 ($\Phi_{\sigma BT}$), между торцами пакета якоря 2 и выступающими за пределы активной зоны (l) участками полюсов 7 и 8 ($\Phi_{\sigma T}$). В общем случае при р пар полюсов схема замещения содержит р активных параллельных ветвей с МДС F_{ad} и F'_{ad} , соответствующих якорной зоне.

Схемы замещения рассчитывают известными методами теории цепей. Главная трудность связана с нахождением магнит-



Рис. 3.11. Схема замещения магнитной цели машины с внешнезамкнутым потоком

ных сопротивлений (или проводимостей) участков. Как известно, магнитное сопротивление $R = l/(\mu S)$, где l — средняя длина силовой 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 сопро тивления 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, осевая длина цилиндрической расточки втулки 9 есть $l_{\rm BT}$, ее диаметр $D_{\rm BT}$, а зазор δ_1 мал, что позволяет считать линии поля в нем радиально направленными. Тогда для зазора δι магнитное сопротивление $R_{\delta 1} = \delta_1 / (\mu_0 \pi D_{\rm BT} l_{\rm BT})$. В общем случае для нахождения R приходится предварительно строить топографию 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 $\nabla^2 \phi_M = 0$ (H=grad ϕ_M) с граничными магнитного потенциала условиями на поверхности сердечника $\phi_M = \text{const}, (\partial \phi_M / \partial \tau) = 0$, где т - касательное направление к поверхности (последнее условие означает, что силовые 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 реализации высокооборотных конструкций 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 разработан генератор для железнодорожных вагонов ГЭВ-1. Мощность генератора S= =17,5 кВ·А, КПД η =0,85, частота вращения n=900÷3400 об/мин, удельная масса m=18,2 кг/(кВ·А). В нашей стране также были

разработаны опытные серии бесконтактных синхронных двигателей СО мощностью 2,2—5,5 кВт и СДБ мощностью 1,5—40 кВт, которые эксплуатировались в нефтепромысловых установках. Параметры некоторых двигателей приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Ţип	Мощность, кВт	Напря кенче, В	Частота вра- щентя, об/мна	КПД, %	Удельная мас- са, 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, либо 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 ро-



Рис. 3.12. Схема генератора с внешнезамкнутым потоком и сварным ротором из биметаллических дисков

тором подобного типа показан на рис. 3.12. Биметаллические диски \mathcal{A} 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 $n \approx 12\,000 \div 24\,000$ об/мин. У машин со сварным ротором из биметаллических дисков при $n = 12\,000 \div$ 24 000 об/мин и мощностях 200—400 кВ·А и более удельная масса снижается до $m \approx 2 \div 3$ кг/(кВ·А).

Возможно использование 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, разрабатываемых в США. Привод генератора осуществляется от газовой турбины, работающей на смеси гелия и ксенона. Перед входом в турбину смесь нагревается в теплообменнике первичного контура от жилкометаллического 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 сме-

си 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—40) · 10³ об/мин и более. Такие установки могут надежно работать в течение нескольких лет.

БСМ с внутризамкнутым потоком. Основная идея рассматриваемой машины связана со стремлением построить ее магнитную цепь так, чтобы, во-первых, поток замыкался во внутренних областях, а не по тяжелому внешнему магнитопроводу, и, во-вторых, уменьшились диаметр и объем обмотки возбуждения. Одна из разновидностей БСМ с внутризамкнутым потоком — консольный ге-



Рис. 3.13. Бесконтактная синхронная машина с внутризамкнутым потоком и консольным ротором при одностороннем (a) и двустороннем (б) расположении подшипников

нератор (рис. 3.13,а). В нем кольцевая обмотка возбуждения 1 размещается на внутреннем сердечнике 9, а обмотка якоря 4на обычном цилиндрическом шихтованном сердечнике 5. Между неподвижными сердечниками 5 и 9 находится консольно закрепленный ротор, содержащий стальное кольцо 2 с когтеобразными левыми выступами 3 и цилиндрическую часть 8 (чашу) с правыми выступами 6. Рабочий зазор б 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 б', выступы 3 и 6, рабочий зазор б 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. 3.13,6, 92 где использованы 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 внутреннегосгорания).

При повышенных частотах вращения ротора и небольших мощностях БСМ применяют конструкции с внутризамкнутым потоком и односторонним размещением ОВ (рис. 3.14). 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



Рис. 3.14. Бесконтактная синхронная машина с внутризамкнутым потоком и односторонним расположением обмотки возбуждения

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 б примыкают к якорю, а скоба б отделена дополнительными конструктивными зазорами δι и δ2 от втулки 7 и цилиндра 4. Расстояния между выступами 8 и 9 много больше зазоров δ, δ₁ и δ₂. 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 Фв, созданный ОВ. замыкается по пути с наименьшим суммарным зазором: скоба 6зазор 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 внешнезамкнутым потоком, рационально проводить на основе ее схемы замещения.

В описанной конструкции нет тяжелого внешнего магнитопровода, а ОВ имеет малые диаметр и объем. Однако, как и в БСМ с внешнезамкнутым потоком, центробежные силы, действующие на консольно закрепленные выступы 9, могут вызывать их отгиб при больших частотах вращения.

Возможен симметричный вариант конструкции машины с двусторонним возбуждением (рис. 3.15,*a*), получивший название сексин. Обозначения на рисунке те же, что и на рис. 3.14. Отличие ва-



Рис. 3.15. Машина типа сексин (а) и развертка наружной поверхности ее ротора (δ)

риантов 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 предыдушей конструкции, поток из выступов 8 через зазор б попадает в якорь, а затем через зазор б 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.

Машины с внутризамкнутым потоком, как и машины с внешнезамкнутым потоком, имеют значительные потоки рассеяния Φ_{σ} : вокруг обмотки возбуждения $\Phi_{\sigma B}$, между торцами сердечника якоря и цилиндром

ротора $\Phi_{\sigma T}$, между соседними полюсами $\Phi_{\sigma n}$ (см. рис. 3.14). Машины характеризуются высоким коэффициентом рассеяния ($k_{\sigma} \approx 1, 5 \div 2$). Это приводит к большим значениям параметра X_d , 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.

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 электроснабжения 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 внешнезамкнутым потоком.



Рис. 3.16. Торцовая однопакетная (а) и двухпакетная (б) бесконтактная машина

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. 3.16.6 (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 так: корпус 6 — дополнительный зазор б₁ 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 якорю.

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.

При значителных мощностях (от нескольких сотен до нескольких тысяч киловольт-ампер) рациональной является конструкция двухпакетной торцовой БСМ с внутренними якорями (рис. 3.17). Поток в ней создается двумя концентрическими обмотками возбуждения 1 и 5, между которыми находятся два якорных пакета с обмотками 3 и 7 на наружных торцах. К этим торцам через аксиальные зазоры примыхают две полюсные системы 4 и 8, каж-



Рис. 3.17. Торцовая двухпакетная БСМ с внутренними якорями

дая из которых состоит из внутренней и наружной звездочек, как и в БСМ, показанной 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 Ф_в, охватывающих обе ОВ с согласным направлением тока, показан на рис. 3.17.

Торцовые БСГ обладают рядом существенных достоинств. 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 до-

стигать 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-гретьих, обмотки возбуждения торцовых БСМ имеют сравнительно небольшой объем и потери. В-четвертых, благодаря уплощенной конфигурации и возможности разместить сбмотки на периферии машины торцовые БСМ имеют блатоприятные возможности для интенсивного охлаждения (в том числе за счет эффективной самовентиляции). Наконец, торцовые БСМ позволяют легко защищать обмотки от воздействия arpecсивных 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 (1.39) для машин цилиндрической конструкции, так как проводники обмотки якоря ориентированы по радиусу. Действительно, согласно (1.36) и (1.3) имеем, например, для БСМ, изображенной на рис. 3.16:

$$dS = mIdE_{6}; \tag{3.14}$$

$$dE_{\delta} = 4k_{\rm B}k_0 w f d\Phi_{\delta}, \qquad (3.15)$$

где элементарное приращение потока одного полюса на бесконечно малом элементе радиуса dr

$$d\Phi_{\delta} = B_{\delta} \alpha \tau dr = B_{\delta} \alpha (\pi D/2p) dr. \qquad (3.16)$$

Выражая ток из (1.37) как
$$I = \pi DA/N = \pi DA/(2mw)$$
 (3.17)

и подставляя записанные выше формулы в (3.14) с учетом f = pn/60, получим

$$dS = knB_{\delta}D^{2}Adr. \qquad (3.18)$$

Здесь к определяется по (1.41).

Поскольку на разных раднусах I = const, согласно (3.17) имеем DA = const, и, следовательно, максимальная линейная нагрузка реализуется на минимальном диаметре якоря D_1 , т. е.

$$DA = D_1 A_{\max}. \tag{3.19}$$

Подставляя (3.19) в (3.18) и интегрируя полученное выражение от $r_1 = D_1/2$ до $r_2 = D_2/2$ (D_2 — максимальный диаметр якоря), имеем

$$S=0,25knA_{\max}B_{\delta}D^{3}{}_{2}\varphi(\hat{d}), \qquad (3.20)$$

где $\varphi(\vec{d}) = \vec{d}(1 - \vec{d}^2); \ \vec{d} = D_1/D_2.$

Следовательно,

$$D_{2} = \sqrt[3]{4S/[kA_{\max}B_{\delta}n\varphi(\vec{a})]}.$$
 (3.21)

Минимальное значение $D_2 = D_{2\min}$ реализуется при $d = d_{our} = \frac{1}{\sqrt{3} \approx 0.577}$, когда функция $\varphi(d)$ максимальна, т. е. имеет место $d\varphi(d)/dd = 0$.

Поскольку функция $\phi(\vec{d})$ в области своего максимума меняется относительно слабо, на практике можно выбирать $\vec{d} = 0, 4 = 0, 6$.

Торцовые БСМ применяют в качестве надежных высокоиспользованных 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 кВ-А имеет удельную массу 7—77 97 1,6 кг/(кВ·А), а для генератора мощностью 260 кВ·А при окружной скорости ротора 240—250 м/с удельная масса снижается до 0,91—0,95 кг/(кВ·А). Удельная масса аналогичного БСГ с внешнезамкнутым потоком равна 2,5 кг/(кВ·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 меняется 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 может быть сделано большим, ИМ характеризуются повышенными частотами тока ($f \approx 400 \rightarrow 30000$ 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 ИМ первого типа к якорю примыкают магнитные полюсы только одной полярности, а в ИМ второго типа — полюсы различной полярности.

На рис. 3.18, а показана однопакетная одноименнополюсная ИМ. Она содержит 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 δ_{\min} и максимального δ_{\max} рабочих зазоров. Шаг ОЯ таков, что одна сторона секции (или катушки) ОЯ размещается под δ_{\min} , а вторая — в зоне δ_{\max} . Втулка 5 отделена от консольной расточки корпуса дополнительным зазором $\delta_{доп}$.

Основной магнитный поток Ф_в, создаваемый ОВ, замыкается через корпус 3, зазор б_{дов}, втулку 5, расчетные зазоры и якорь.

Между втулкой 5 и пакетом якоря 1 поток разветвляется: его бо́льшая часть Φ_{max} замыкается через выступы пакета 6 и нанменьший зазор δ_{min} , а меньшая часть Φ_{min} — через наибольший зазор δ_{max} . При работе ИМ в генераторном режиме благодаря вращению ротора с каждой секцией ОЯ будет поочередно сцеплен то поток Φ_{max} , то Φ_{min} , вследствие чего в ОЯ наводится рабочая ЭДС. Направление радиального магнитного поля в каждой точке зазоров δ_{max} и δ_{min} неизменно, а все выступы имеют одинаковую магнитную полярность (на рисунке полярность выступов север-



Рис. 3.18. Однопакетная (а) и двухпакетная (б) одновменнополюсные ИМ

ная, так как поток выходит из них), чем и объясняется название машины. Хотя поток Φ_{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 поток $\Phi_{\rm B}$ изменяется не от $\Phi_{\rm max}$ до $\Phi_{\rm min}$ с сохранением полярности, а от $\Phi_{\rm max}$ до — $\Phi_{\rm max}$ с изменением полярности. Отсюда следует, что при одинаковой предельной загрузке магнитопровода ($\Phi_{\rm max}$) использование потока в ИМ хуже, чем в СМ.

Недостатком ИМ, изображенной на рис. 3.18, α , является наличие зазора $\delta_{\text{доп}}$. Его можно устранить в двухлакетной ИМ (рис. 3.18, δ). В такой конструкции активные зоны с ОЯ и зубчатым ротором размещаются по обеим сторонам от ОВ, а принцип действия тот же.

Симметричная конструкция одноименнополюсной ИМ может быть достигнута в однопакетной машине с двусторонним возбуждением (рис. 3.19, 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.

7*

Принципы, заложенные в ИМ, изображенной на рис. 3.19, могут быть эффективно реализованы в рассмотренной ранее БСМ с внешнезамкнутым потоком (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 Φ_{max} , а в областях между ними — Φ_{min} . Такой режим включения ОВ для БСМ с внешнезамкнутым нотоком и ее перевод в режим индукторной машины позволяет удвоить частоту тока в ОЯ, что бывает необходимо в некоторых практических случаях.



Рис. 3.19. Одноименнополюсная ИМ с двусторонним возбуждением

Физически очевидно, что все рассмотренные одноименнополюсные машины являются машинами с радиально-осевым потоком и имеют жесткое ограничение на геометрический фактор λ (см. § 3.2).

Конструкция разноименнополюсной 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 δ_{\min} и δ_{\max} . Поток вокруг ОВ, как и в рассмотренных ранее ИМ, разветвляется на Φ_{\max} (через δ_{\min}) и Φ_{\min} (через δ_{\max}). В режиме генератора при вращении ротора поток в секциях ОЯ колеблется в пределах от Φ_{\max} до Φ_{\min} , наводя рабочую ЭДС. В отличие от одноименнополюсной ИМ часть зубцов ротора имеет южную по-



Рис. 3.20. Разноименнополюсная ИМ

лярность (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 менялся, в пределах дуги статора между крупными пазами необходимо размещать целое число зубцовых делений ротора. В противном случае в ОВ возникают заметные пульсации по-

тока 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 оче-



Рис. 3.21. Индукторная машина одноименнополюсная (a) и разноименнополюсная (б) с гребенчатой зубцовой зоной

редь, 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.

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 таково, 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. 3.21,6, 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 меняется от Φ_{max} (при совпадении осей зубцов статора и ротора, как, например, в верхнем и нижнем полюсах) до Φ_{min} (при сдвиге осей зубцов на половину зубцового деления), наводя ЭДС в ОЯ. Каждая пара противолежащих 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.



Рис. 3.22. Развертка зубцовой зоны генератора Гюн (а) и распределение в ней магнитной индукции для двух последующих моментов времени (б, в)

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 $\Phi_{\rm B}$ меняется от $\Phi_{\rm max}$ до Ф_{тіп} с сохранением полярности). На рис. 3.22,а показана развертка зубцовой зоны такой машины (генератора Гюи). В ней ОЯ, каки ОВ, уложена в крупные пазы, но со сдвигом т/2 по отношению к ОВ (т-полюсное деление). Ширина крупного паза — кратная зубцовому шагу ротора. При такой конфигурации зубцовой зоны относительное pa3мещение зубцов статора и

ротора в смежных зонах между крупными пазами будет различным: когда в одной зоне (например, 6-s) зубцы ротора располагаются напротив зубцов статора, то в соседних зонах (a-6и s-c) зубцы ротора располагаются напротив пазов статора. Кривая распределения поля в зазоре $B_1(x)$, соответствующая рис. 3.22,a, показана на рис. 3.22,6. Приходящийся на единицу осевой длины машины максимальный поток Φ_1 между точками 6 и c, сцепленный с ОЯ в этом положении ротора, будем считать положительным:

$$\Phi_1 = \int_6^2 B_1(x) dx > 0.$$

Когда ротор сместится на половину зубцового деления, кривая распределения поля примет вид $B_2(x)$ (рис. 3.22,s) и с ОЯ будет 102

$$\Phi_2 = \int_0^z B_2(x) dx < 0;$$

причем $|\Phi_2| = \Phi_1$, поскольку заштрихованные площади на рис. 3.22,6, в равны. Заметим, что и в данной конструкции ИМ направление индукции в каждой фиксированной точке зазора не меняется.

Ясно, что во всех рассмотренных выше ИМ цикл изменення потока и соответственно один период кривой ЭДС в ОЯ определяется поворотом ротора на одно зубцовое деление. Поэтому частота тока в ОЯ.

$$f = z_2 n/60,$$
 (3.22)

где z_2 — число зубцов ротора; n — частота вращения ротора, об/мин. Напомним, что 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 воз-

можностями. Поэтому в ИМ z_2 обычно много больше, чем p в СМ, что позволяет иметь в ИМ частоты, достигающие тысяч и десятков тысяч герц.

К индукторным машинам можно отнести также коммутаторные генераторы, в которых, как и в генераторе Гюи, поток, сцепленный с ОЯ, периодически изменяет знак, но в каж-



Рис. 3.23. Схема коммутаторного генератора (а), коммутаторный генератор с постоянными магнитами (б)

дой точке зазора индукция не меняется по направлению. Принципиальная схема коммутационного 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 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 $\Phi_{\rm B}$, создаваемые обмотками возбуждения 4, замыкаются через выступы 3 во втором и четвертом квадрантах и в обмотках якоря 2 потоки направлены справа налево. 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 Φ_{σ} , замыкающиеся через выступы 3 в зазоре между статором и ротором, имеют то же направление, что и основные потоки $\Phi_{\rm B}$, поэтому направление радиальной составляющей индукции в каждой точке зазора не меняется, 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. 3.23,6). 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,a, 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,b, 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



Рис. 3.24. Индукторная машина с двойным аксиальным зазором и якорной обмоткой кольцевого типа 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 так: втулка 6 — левые внутренние выступы — рабочий зазор — левый якорь — правый якорь — рабочий зазор — правые внутренние выступы — втулка 6. Аналогичным образом замыкается поток вокруг наружной ОВ через корпус 2 и дополнительные зазоры. Очевидно, что в рабочих аксиальных зазорах под всеми полюсными выступами имеем Ф_{max}, а в областях между ними Ф_{min}, причем направление магнитных линий Ф_{max} и Ф_{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 8 к торцам сердечника 1. Выступы правой звездочки сдвинуты по окружности относительно выступов левой звездочки на одно полюсное т (половину расстояния между соседними выступами леление одной звездочки). Обмотка возбуждения создает поток Ф., замыкающийся так, как показано на рисунке. Очевилно, что под выступами звездочек рабочий аксиальный поток максимален. а в зонах между ними - минимален. Благодаря сдвигу выступов левой и правой звездочек поток Ф_в имеет тангенциальную составляющую внутри сердечника 1, а противоположные стороны (например, «а» и «б») 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



Рис. 3.25. Развертка активной зоны индукторной машины (a), распределение индукции (б), продольных магнитных проводимостей и МДС (в), характеристика холостого хода (г)

с синхронной частотой n_1 . Благодаря магнитным силам, действующим между зубцами ротора и статора, например в гребенчатой зубцовой зоне, ротор может приводиться во вращение с частотой n_2 , значительно меньшей n_1 , т. е. обеспечивается элеткромеханическая редукция скорости ротора относительно скорости поля. Такие двигатели, называемые *редукторными*, широко используются в различных системах управления и автоматики.

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 одноименнополюсной 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 меняется от $B_{\rm max}$ в зазоре $\delta_{\rm min}$ до $B_{\rm min}$ в зазоре $\delta_{\rm max}$ по закону косинуса. Поскольку $B_{\rm max}$ и $B_{\rm min}$ имеют одинаковые знаки, кривая распределения B по линейной координате $x_{\rm p}$, отсчитываемой для ротора от середины зубца, имеет постоянную составляющую:

$$B(x_{p}) = B_{0} + 0.5\Delta B \cos(\pi x_{p}/\tau), \qquad (3.23)$$

где $\Delta B = B_{max} - B_{min}$; т — половина расстояния между осями соседних зубцов. В рассматриваемой модели 0,5 ΔB соответствует амплитуде первой пространственной гармоники индукции поля возбуждения с полюсным делением т. 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

$$B(x) = B_0 + 0.5 \Delta B \cos[\pi (x - vt) / \tau]. \qquad (3.24)$$

Пусть при t=0 с осью зубца ротора совпадает ось секцин ОЯ, имеющей ширину т. Тогда поток, сцепленный с этой секцией, определится интегрированием B(x) в пределах т:

$$\Phi(t) = l \int_{-0.5\tau}^{0.5\tau} B(x) dx = B_0 l\tau + \frac{\Delta B l\tau}{\pi} \cos \frac{\pi}{\tau} v t$$
(3.25)

или

$$\Phi(t) = \Phi_0 + 0.5\Delta \Phi \cos \omega t, \qquad (3.25a)$$

где

$$\Phi_0 = B_0 l\tau; \ \Delta \Phi = 2\Delta B l\tau / \pi; \ \omega = \pi v / \tau, \tag{3.26}$$

1 — 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 ϖ витков, то в общем случае наводимая в ней ЭДС

$$e(t) = -wk_0 d\Phi(t)/dt = w\omega k_0 (\Delta \Phi/2) \sin \omega t, \qquad (3.27)$$

где k₀ — обмоточный коэффициент, учитывающий укорочение и распределение обмотки (см. § 1.2). Видно, что ЭДС пропорциональна не полному магнитному по-

Видно, что ЭДС пропорциональна не полному магнитному потоку, как в обычных электрических машинах, а разности между максимальным и минимальным потоками. В машине имеется постоянная 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. 3.25,6) и уменьшаются $\Delta \Phi$ и *Е*. Если, например, сталь зубцов ротора будет полностью насыщена, то разница между б_{тах} и б_{тіп} в отношении магнитных свойств пропадает (в стали и -> µa) и весь поток равномерно распределяется по окружности якоря, т. е. $\Delta B \rightarrow$ →0 и E→0. Этим объясняется и особый вид характеристики холостого хода для ИМ (рис. 3.25,г). Вначале с ростом тока возбуждения is ЭДС E растет благодаря увеличению ΔФ, а при больших токах возбуждения сталь зубцов насыщается, ДФ падает, Е уменьшается. В обычных синхронных машинах ЭДС Есм (пунктирная кривая) всегда монотонно возрастает с увеличением ів, 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 загрузке магнитопровода). Очевидно, что ЭДС, которая наводится в ОЯ синхронной машины при изменении потока по закону $\Phi = \Phi_m \cos \omega t$ от Φ_{max} до ($-\Phi_{max}$), будет

$$e_{\rm cm}(t) = -wk_0 d\Phi/dt = w\omega k_0 \Phi_{\rm max} \sin \omega t, \qquad (3.28)$$

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

$$k_e = e(t) / e_{\rm cM}(t) = 0.5 [1 - (\Phi_{\rm min} / \Phi_{\rm max})]. \qquad (3.29)$$

В идеальном случае, когда $\Phi_{\min} \rightarrow 0$, имеем $k_e = 0,5$. В реальных машинах $\Phi_{\min}/\Phi_{\max} \approx 0,3 \rightarrow 0,4$ 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 Ф₁, создающей рабочую ЭДС, обычно выражают через условный поток зубца ротора Ф_г с помощью коэффициента использования

$$k_{\mathrm{nc}} = \Phi_1 / \Phi_2 = \Phi_1 / (B_{\delta} b_z l), \qquad (3.30)$$

который, в свою очередь, зависит от коэффициента $k_1 = \Phi_1/\Phi_{2\tau}$ ($\Phi_{2\tau}$ — поток двойного полюсного деления), численно равного отношению площадей горизонтально и вертикально заштрихованных зон на рис. 3.25,6. Из (1.36) с учетом $E_{\rm HM} = \pi \sqrt{2} k_0 w / \Phi_1$ и $\alpha = b_z / \tau$ легко выводится основное расчетное уравнение ИМ, отличающееся от (1.39) дополнительным множителем $k_{\rm HC}$ в правой части. Поскольку $k_{\rm HC} \approx 0.4 \div 0.5$, мощность ИМ при прочих равных условиях более чем вдвое меньше, чем у обычной СМ.

Рабочий режим ИМ. Особенности реакции якоря. Применение ИМ. 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,a). Расстояние между соседними осями d, как всегда, соответствует полюсному делению т 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_{ag} 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 Xad и Xaa может быть любым. Как видно из рис. 3.25,а, при узких зубцах ротора с шириной b_z ≤ т магнитная проводимость по осям d больше проводимости по осям q, так как путь силовых линий вдоль соседних осей d (через б_{тіп} и б_{тах}) содержит больше стали. При широких зубцах ротора $(b_z > \tau)$ картина меняется, 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_{ag}. В ИМ с постоянным потоком в зубцах ротора рационально иметь b_z/т≈0,8÷0,9, поэтому обычно для таких ИМ, как и для СМ, имеет место X_{ad}>X_{ag}.

Для ИМ с пульсирующим потоком в зубцах ротора (например, ИМ с гребенчатой зубцовой зоной) X_{ad} ≈ X_{aq}, что определяет их аналогию с неявнополюсными СМ.

При исследовании рабочих режимов ИМ необходимо рассматривать совместное действие поля возбуждения и поля реакцин 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
тонке поверхности статора; $U_{\rm M}$ — магнитное напряжение между статором и ротором, которое при ненасыщенных сердечниках определяется как $U_{\rm M} = \int_{\mathbf{s}} \mathbf{H} d\mathbf{l}$. 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. $U_{\rm N} = F$.

Рассмотрим особенности действия реакции якоря в ИМ с постоянным потоком зубца ротора, зубцовая зона которой изображена на рис. 3.25, а. Очевидно, что проводимость А является периодической функцией угловой координаты ротора γ_{p} , отсчитываемой от оси зубца ротора, причем одному зубцовому делению ротора соответствует γ_{p} =360°, т. е. γ_{p} измеряется в электрических градусах. Для индукции поля возбуждения

$$B_{\rm B} = F_{\rm B} \Lambda_{\rm B}, \qquad (3.31)$$

где $F_{\rm B}$ — МДС обмотки возбуждения (на полюс); $\Lambda_{\rm B}$ — проводимость для поля возбуждения.

При произвольном распределении $B_{\rm B}$ в зазоре проводимость $\Lambda_{\rm B}$ представляется в виде ряда, содержащего полный спектр гармоник:

$$\Lambda_{\rm B} = \Lambda_{\rm OB} + \Lambda_{\rm 1B} \cos \gamma_{\rm P} + \Lambda_{\rm 2B} \cos 2\gamma_{\rm P} + \dots \qquad (3.32)$$

Наибольший интерес представляют два первых члена правой части (3.32). Величина Λ_{oB} определяет проводимость для постоянной составляющей индукции $B_{oB} = F_B \Lambda_{oB}$, всегда присутствующей в ИМ, а Λ_{1B} определяет первую пространственную гармонику поля возбуждения $B_{1B} = F_B \Lambda_{1B} \cos \gamma_P$, которая наводит первую временную гармонику ЭДС в ОЯ, обеспечивающую синусоидальность выходного напряжения.

Очевидно, что для рассматриваемой модели (рис. 3.25,б)

$$\Delta B = B_{\max} - B_{\min} = 2B_{1B\max} = 2F_{B}\Lambda_{1B}. \tag{3.33}$$

Поэтому первая гармоника ЭДС поля возбуждения определяется формулой (3.27), в которой согласно (3.26) и (3.33)

$$\Delta \Phi = (2/\pi) \Delta B l \tau = (4/\pi) F_{\rm B} \Lambda_{\rm 1B} l \tau. \qquad (3.34)$$

Окончательно имеем

$$e(t) = (2/\pi)\tau l \omega w k_0 F_{\rm B} \Lambda_{1\rm B} \sin \omega t. \qquad (3.35)$$

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

$$F = F_1 \cos(\gamma - \omega t + \Theta), \qquad (3.36)$$

109

где у — 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:

$$F_d = F_{1d} \cos(\gamma - \omega t); \ F_q = -F_{1q} \sin(\gamma - \omega t), \qquad (3.37)$$

где $F_{1d} = F_1 \cos \Theta$; $F_{1g} = F_1 \sin \Theta$.

Магнитные проводимости по осям d и q, связанным с ротором, для первых гармоник МДС в общем виде могут быть представлены оядами:

$$\Lambda_d = \Lambda_{0d} + \Lambda_{1d} \cos \gamma_p + \Lambda_{2d} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3d} \cos 3\gamma_p + \dots; \quad (3.38)$$

$$\Lambda_q = \Lambda_{0q} + \Lambda_{1q} \cos \gamma_p + \Lambda_{2q} \cos 2\gamma_p + \Lambda_{3q} \cos 3\gamma_p + \dots \quad (3.39)$$

С учетом (3.38), (3.39) и ур — у — ωt индукция продольного поля якоря, создаваемая МДС якоря по оси d, и индукция поперечного поля якоря соответственно будут

$$B_{d} = F_{d}\Lambda_{d} = F_{1d}\cos(\gamma - \omega t) \left[\Lambda_{0d} + \Lambda_{1d}\cos(\gamma - \omega t) + \\ + \Lambda_{2d}\cos 2(\gamma - \omega t) + \ldots\right]; \qquad (3.40)$$
$$B_{q} = F_{q}\Lambda_{q} = -F_{1q}\sin(\gamma - \omega t) \left[\Lambda_{0q} + \right]$$

$$+\Lambda_{1q}\cos(\gamma-\omega t)+\Lambda_{2q}\cos 2(\gamma-\omega t)+\ldots]. \tag{3.41}$$

С учетом тригонометрических формул cos 2a cos a = cos a + +cos 3a, cos² a=0,5(1+cos 2a) получаем:

$$B_{d} = F_{1d} \{0, 5\Lambda_{1d} + (\Lambda_{0d} + 0, 5\Lambda_{2d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0, 5[(\Lambda_{1d} + \Lambda_{3d}) \cos(2(\gamma - \omega t) + \dots]]; \qquad (3.42)$$
$$B_{q} = -F_{1q} \{(\Lambda_{0q} - 0, 5\Lambda_{2q}) \sin(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) + \\ + 0.5F(\Lambda_{1d} + \Lambda_{1d}) \cos(\gamma - \omega t) +$$

$$+0,5[(\Lambda_{1q}-\Lambda_{3q})\sin 2(\gamma-\omega t)+\ldots]].$$
 (3.43)

Из всех членов, входящих в B_d и B_q, выделим первые гармоники, т. е. члены, которые содержат $\cos(y-\omega t)$ или $\sin(y-\omega t)$. Эти составляющие

$$B_{ad} = F_{1d} (\Lambda_{0d} + 0.5\Lambda_{2d}) \cos(\gamma - \omega t), \qquad (3.44)$$

$$B_{aq} = -F_{1q} (\Lambda_{0q} - 0.5 \Lambda_{2q}) \sin(\gamma - \omega t)$$

$$(3.45)$$

описывают поле, вращающееся синхронно с ротором, т. е. поле реакции якоря. Переходя от индукций к соответствующим потокам статора в пределах т и их производным по времени, можем найти ЭДС реакции якоря

$$e_{ad}(t) = (2/\pi) \tau l \omega w k_0 F_{1d} (\Lambda_{0d} + 0.5 \Lambda_{2d}) \sin \omega t; \qquad (3.46)$$

$$e_{aq}(t) = (2/\pi) \tau l \omega w k_0 F_{1q} (\Lambda_{0q} - 0.5 \Lambda_{2q}) \cos \omega t.$$
(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 Bd и Bg практически не дают вклада в ЭДС обмотки якоря, так как секции ОЯ имеют шаг, близкий или равный т. 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) имеем

$$k_d = e_{ad} / e = (\Lambda_{0d} + 0.5\Lambda_{2d}) / \Lambda_{1B}; \qquad (3.48)$$

$$k_q = e_{aq} / e = (\Lambda_{0q} - 0.5 \Lambda_{2q}) / \Lambda_{1B}.$$
(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, например, знак произведения $\Lambda_{2d}F_d$ меняется на длине τ , как это видно из рис. 3.25, в. Видно ткже, что 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). Внешние характеристики индукторных генераторов по этой причине 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,*a*). Последний способ стабилизации напряжения для ИМ эффективнее, чем для машин с постоянными магнитами (см. § 2.9), поскольку ИМ работают при повышенных частотах.

Индукторные машины находят широкое практическое применение. Они, в частности, входят в состав серийно выпускаемых в нашей стране преобразователей частоты 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 используются в сварочных агрегатах серий ПС и ПД, АДБ (генераторы серии ГД). Генераторы мощностью нескольких 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) находят применение 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 кВ·А при частотах вращения до 60 000 об/мин.

§ 3.5. БЭМ С ОСЕВЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В машинах этого типа возбуждение осуществляется от центрального токопровода, размещенного внутри полого вала. Ротор, как и в индукторных машинах (ИМ), 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 высоким 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 уве-112 личенным диаметром вала и существованием заметного магнитного поля в зоне подшипников. Кроме того, особенностью рассматриваемых машин является необходимость боковой передачи механического момента, что несколько ограничивает возможности 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.



Рис. 3.26. Торцовая синхронная машина с осевым возбуждением (a) и развертка ее активной зоны (б)

Бесконтактные электрические машины с осевым возбуждением могут найти применение в качестве автономных электрических генераторов повышенного напряжения при нежестких ограничениях на наличие высших гармоник в кривой ЭДС. На базе трехфазных (многофазных) БЭМ с осевым возбуждением могут быть созданы бесконтактные высокооборотные синхронные двигатели.

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 поперечном 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 *абег*). Боковые края секторов могут выполняться скошенными относительно радиуса для улучшения фор-

8-77

мы крчвой ЭДС якоря. В секторах размещены проводники демпферной клетки 8, выполняющие также роль стяжных шпилек/

Диски 6 укреплены на полом валу 10, внутри которого находится неподвижный токопровод возбуждения 11, обтекаемый постоянным током. В качестве токопровода 11 можно использовать одну из сторон замкнутой многовитковой катушки, закрепленной на статоре с помощью скоб 9 и 14, как показано на) рисунке. 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 разъемными статором и ротором, что упрощает намотку обмотки возбуждения.



Рис. 3.27. Машина с осевым возбуждением в цилиндрическом исполнении

При работе машины ток в обмотке возбуждения создает магнитный поток, замыкающийся тангенциально по секторам 7 и аксиально через якорь на участках перекрытия левых и правых секторов. Знгзагообразная форма силовой линии потока возбуждения Ф_в, охватывающей токопровод 11, показана рис. 3.26,6, где изображена развертка активной зоны машины. 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.

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 и на рис. 3.26). В технологическом отношении такая машина проще, чем торцовая, однако объем магнитопровода в ней несколько больше, а допустимые окружные скорости ротора меньше, чем в торцовой конструкции.

Расчет машин с осевым возбуждением основывается на классической теории синхронных машин. Для оценки главных размеров могут использоваться соотношения (1.40) и (3.21), в которых знаменатели содержат удвоенную линейную нагрузку, так как полюсы примыкают к якорю 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 *:

$$F_0 = (4/\mu_0) p B_{\delta} k_{\delta} k_{\mu} \delta. \tag{3.50}$$

Затем одним из известных методов (например, с помощью диаграммы Потье) находят кратность увеличения МДС при нагрузке. По полной МДС из очевидной формулы

$$F = (\pi d_{\rm B}^2/4) k_3 j_{\rm B} \tag{3.51}$$

определяется диаметр токопровода возбуждения d_в при заданных плотности тока возбуждения *j*в и коэффициенте заполнения k_з.

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_{σ} незначительно превышает k_{σ} для обычных синхронных машин.



Рис. 3.28. Коммутаторный генератор с осевым возбуждением (a) и развертка его активной зоны (б)

На базе осевого возбуждения могут быть реализованы коммутаторные и индукторные генераторы.

В однофазном коммутаторном генераторе с осевым возбуждением (рис. 3.28, a) якорь выполнен в виде сердечников 1, охва-

8≉

^{*} Здесь даны общепринятые обозначения.

ченных сосредоточенными катушками 2. Секторы ротора 3 подобны секторам на рис. 3.26 и каждый из них перекрывает два соседних сердечника 1. В полом валу размещен токопровод возбуждения 4. Как видно из развертки активной зоны генератора (рис. 3.28,6), 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 изолированных 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 объемам, 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 ут (т — полюсное деление). Очевидно, что на длине ут МДС возбуждения меняется линейно (как в неявнополюсной синхронной машине), а в пределах $(1--\gamma)\tau$ МДС постоянна. Если ввести координату х вдоль среднего диаметра секторов, то знакопеременная трапецеидальная кривая МДС имеет высоту

$$F_{\rm B max} = i_{\rm B} \omega_{\rm B} / (4p), \qquad (3.52)$$

соответствующую МДС на один полюс и один зазор, где p — число пар полюсов на сторону. Разложим кривую $F_{\rm B}(x)$ в ряд и выделим первую гармонику, вращающуюся вместе с ротором и создающую основное поле возбуждения. В системе координат, связанной со статором,

$$F_{1B} = F_{1B \max} \cos(\omega t - \pi x/\tau),$$
 (3.53)

где

$$F_{1B \max} = [8 \sin (\gamma \pi / 2) / (\pi^2 \gamma)] F_{B \max}; \qquad (3.54)$$

ω=pπn/30 — угловая частота вращения ротора (эл. град/с) или циклическая частота изменения МДС возбуждения в фиксированной точке зазора.

Введем понятие магнитной проводимости для потока возбуждения $\Lambda_{\rm B}$ как $\Lambda_{\rm B} = \Phi_{\rm B}/F_{1\rm B}$. По сравнению с $F_{1\rm B}$ проводимость $\Lambda_{\rm B}$ относительно статора меняется, очевидно, с удвоенной частотой, достигая максимума $\Lambda_{\rm max}$, когда каждый сектор ротора сим-116 метрично перекрывает соседние сердечники якоря, и стремясь к нулю ($\Lambda_{\min} \rightarrow 0$), когда середина сектора совпадает с осью сердечника. Пусть $\Lambda_{\rm B}$ меняется во времени по гармоническому закону, что легко осуществимо на практике:

 $\Lambda_{\rm B} = 0.5 \Lambda_{\rm max} (1 + \cos 2\omega t); \qquad (3.55)$

$$\Lambda_{\max} = \mu_0 S_0 / (k_{\mu} \delta), \qquad (3.56)$$

где S_δ — площадь сечения сердечника якоря; k_µ — коэффициент насыщения магнитной цепи; δ — зазор.

От первой гармоники F_в поток возбуждения в якоре

$$\Phi_{\rm B} = F_{1\rm B} \Lambda_{\rm B} = 0.5 F_{1\rm B} \max \Lambda_{\rm max} \left[\cos \left(\omega t - \pi x/\tau \right) + 0.5 \cos \left(\omega t + \pi x/\tau \right) + 0.5 \cos \left(3\omega t - \pi x/\tau \right) \right].$$
(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

$$\Phi_{1B \max} = \mu_0 \sin(\gamma \pi/2) i_B \omega_B S_{\delta} / (\pi^2 \gamma p k_\mu \delta). \qquad (3.58)$$

Максимальный поток возбуждения в якоре при неподвижном роторе

$$\Phi_{\rm B max} = F_{\rm B max} \Lambda_{\rm max} = i_{\rm B} w_{\rm B} \mu_0 S_{\delta} / (4pk_{\mu}\delta). \qquad (3.59)$$

С учетом (3.58) и (3.59) имеем

1. 25

$$\Phi_{1B \max}/\Phi_{B\max}=4\sin(\gamma\pi/2)/(\pi^2\gamma) < 1.$$
 (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 $\Lambda_{\rm B}$. Следует заметить, что недоиспользование потока в генераторе меньше, чем в индукторных генераторах. Так, например, при γ =0,4 имеем $\Phi_{\rm 1B\,max}/\Phi_{\rm B\,max}$ =0,6, в то время как в индукторных машинах это отношение 0,3—0,4.

Записанные выше формулы содержат параметр γ , который соответствует длине фиктивной катушки возбуждения и в значительной мере является неопределенным. Однако дробь $\sin(\gamma \pi/2)/\gamma$ при типичных значениях $\gamma \approx 0.2 \div 0.5$ меняется 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.

Аналогичное влияние пульсации А оказывают на поток реакции якоря, причем по отношению к якорю максимальная магнит-

ная проводимость будет такая же, как и для цепи возбуждения, но минимальное значение Λ_{\min} ≠0, так как поток реакции якоря при совпадении середины сектора ротора с осью сердечника статора может замыкаться с торцов сердечников через кромки и торцы секторов. Поэтому для якорной цепи вместо (3.55) следует писать

 $\Lambda = 0.5 \Lambda_{\max} [1 + k_{\lambda} + (1 - k_{\lambda}) \cos 2\omega t], \qquad (3.61)$

где $k_{\lambda} = \Lambda_{\min} / \Lambda_{\max}$.

Определив поток реакции якоря и используя те же рассуждения, что и при выводе (1.40), получим основное расчетное уравнение рассматриваемого коммутаторного генератора в виде

$$D = \sqrt[3]{k_E S_{\text{HOM}} / (k' p h^* \lambda n B_{\text{bHOM}} A)}.$$
 (3.62)

Здесь $k' = \sqrt{2} (1 - \gamma) \sin(\gamma \pi/2)/(15\gamma); h^* = h/D$ — отношение высо-

ты 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; $A = I_{\text{ном}} w'/l$ — осевая линейная нагрузка, определяемая номинальным током якоря $I_{\text{ном}}$ и числом витков w' одной якорной катушки.

Понятие об индукторном генераторе с осевым возбуждением дает рис. 3.29. Генератор содержит на статоре С-образные сер-



Рис. 3.29. Индукторный генератор с осевым возбуждением

дечники I с якорными катушкави 2. а на роторе — магнитомягкие секторы 3. В изображенном положении ротора поток возбуждения Фв, создаваемый центральтокопроводом, замыкается ным с наименьшим по пути магнитным сопротивлением и достигает максимального значения Фтах. При повороте ротора на угол π/N (*N* — число секторов) поток в якорных сердечниках падает прак-

тически до нуля ($\Phi_{\min} \rightarrow 0$) 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 Φ_{\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 конкурентноспособны по отношению к БЭМ с вращающимися выпрямителями, хотя и обладают более простой конструкцией ротора.

ГЛАВА 4 БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

§ 4.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Как уже 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 синхронных 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.

§ 4.2. СИНХРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Наибольшее распространение в настоящее время получили генераторы комбинированного возбуждения на базе объединения основного генератора с радиально намагниченными постоянными магнитами (см. § 2.8) и вспомогательного бесконтактного гене-



Рис. 4.1. Генератор с комбинированным возбуждением (а) и развертка наружной поверхности его ротора (б) ратора с внутризамкнутым потоком (см. § 3.3), выполняющего роль регулировочного звена.

На рис. 4.1, а приведен эскиз (а) такого генератора с призматическими постоянными магнитами и плоская развертка (б) наружной поверхности его ротора. На статоре генератора (рис. 4.1,а), размещены шихтованный пакет якоря 1 с якорной обмоткой 2, кольцевая обмотка возбуждения (подмагничивания) 5 и магнитомягкая скоба 6. На роторе имеются постоянные магниты 10 с полюсными наконечниками 11, внутренняя магнитомягкая втулка 9. примыкающая к постоянным 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 б2 и имеющее аксиальные выступы 3. Радиальные выступы 8 смыкаются с наконечниками полюсов одной полярно-

сти (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 несимметрии цепей постоянных магнитов разной поляр-120 ности. 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 также через магнитные участки цилиндра с полюсами противоположной полярности, как и для конструкции, показанной на рис. 4.1.





Рис. 4.2. Генератор с комбинированным возбуждением и укороченным якорем

Рис. 4.3. Схема замещения магнитной цепи генератора с комбинированным возбуждением

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 Фм. Очевидно, что в этом режиме регулировочное звено как бы увеличивает магнитную проводимость рассеяния магнитов и уменьшает рабочий поток Фо^т, попадающий через основной зазор б в якорь при наличии шунта. По мере увеличения МДС подмагничивающей обмотки Fn отрицательный поток в шунте с подмагничиванием Фил уменьшается и все большая часть Ф_м идет в якорь. Когда F_n сравняется с МДС магнитов F_м, имеем Ф_{шп}=0, а при дальнейшем росте F_п поток Ф_{шп} станет положительным и будет идти через зазор б в якорь, складываясь с Ф_м, 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:

 $\Phi^{\text{unn}}_{\delta} = \Phi_{\text{m}} - \Phi_{\sigma} \pm \Phi_{\text{unn}},$

где Φ_{σ} — обычный поток рассеяния магнитов; Φ_{mn} — поток в шунте с подмагничиванием, который может менять направление в зависимости от значения F_{n} .

Изменяя ток I_n подмагничивающей обмотки, можно регулировать поток Φ_{δ}^{mm} , а следовательно ЭДС и выходное напряжение генератора в требуемых пределах.

Анализ генератора с комбинированным возбуждением удобнопроводить с помощью схемы замещения (рис. 4.3), которая отличается от рассмотренной ранее схемы для генератора с постоянными магнитами (см. рис. 2.17) наличием дополнителной ветви с F_{π} и Λ_{m} (Λ_{m} — 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:

$$U_{12} = (F_{\mathrm{M},\Phi}\Lambda_{\mathrm{M}} + F_{\mathrm{n}}\Lambda_{\mathrm{m}} + F'_{ad}\Lambda_{\delta}) / \Sigma\Lambda, \qquad (4.1)$$

а затем найдем потоки с учетом их выбранных направлений: $\Phi_{\rm M} = (F_{\rm M, \Phi} - U_{12}) \Lambda_{\rm M} = [F_{\rm M, \Phi} (\Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\rm m} + \Lambda_{\delta}) - F'_{ad} \Lambda_{\delta} - F_{\rm n} \Lambda_{\rm m}] (\Lambda_{\rm M} / \Sigma \Lambda);$ (4.2b)

$$\Phi_{\rm mn} = (F_{\rm n} - U_{\rm s2}) \Lambda_{\rm m} = [F_{\rm n} (\Lambda_{\rm m} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\delta}) - F_{\rm m, \phi} \Lambda_{\rm m} - F'_{ad} \Lambda_{\delta}] (\Lambda_{\rm m} / \Sigma \Lambda);$$

$$(4.3)$$

$$\Phi_{\delta}^{\text{mm}} = (U_{12} - F'_{ad}) \Lambda_{\delta} = [F_{\text{N}, \phi} \Lambda_{\text{N}} + F_{\text{n}} \Lambda_{\text{m}} - F'_{ad} (\Lambda_{\text{N}} + \Lambda_{s} + \Lambda_{s} + \Lambda_{\text{m}})] (\Lambda_{\delta} / \Sigma \Lambda), \qquad (4.4)$$

где $\Sigma\Lambda = \Lambda_{M} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{m} + \Lambda_{\delta}$.

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 $F_{\Im}=F'_{ad}\Lambda_a/(\Lambda_a+\Lambda_{\sigma a})$ и последовательно включенной проводимостью $\Lambda_{\Im}=\Lambda_{\delta}(\Lambda_{\sigma a}+\Lambda_{A})/(\Lambda_{\sigma a}+\Lambda_{a}+\Lambda_{\delta})$, а затем воспользоваться методом узловых потенциалов для расчета потоков Φ_{u} , Φ_{mn} , Φ_{δ}^{um} .

Из (4.3) следует, что Фшл=0 при

$$F_{\pi} = F_{\pi 0} = (F_{M,\Phi} \Lambda_{M} + F'_{ad} \Lambda_{\delta}) / (\Lambda_{M} + \Lambda_{\sigma} + \Lambda_{\delta}). \qquad (4.5)$$

Этот режим соответствует генератору с постоянными магнитами без регулировочного звена. Зависимости Φ_{δ}^{\min} , Φ_{M} и Φ_{\min} от



Рис. 4.4. Зависимости потоков в зазоре, магните и шунте от МДС подмагничивающей обмотки

Fn при фиксированных значениях Fn, и Fag показаны на рис. 4.4. При Fn<Fno имеем Фил <0 и регулировочное звено является магнитным шунтом. Когда Fu>Fno и Фли >0, регулировочное звено становится подмагничивающим устройством и генератор работает в режиме смешанного возбуждения, при котором Фошп создается как магнитами, так подмагничивающей обмоткой 3 (см. И рис. 4.1). С ростом Fn поток Фо^{шп} линейно возрастает, но поток магнитов Фм падает. поскольку МДС F_п направлена навстречу F_м и стремится размагнитить магниты. Отсюда следует, что предельные значения F_п=F_{п.пр} должны быть согласованы с состоянием магнитов так, чтобы они не выводили рабочую

точку на диаграмме магнита за пределы заданной линии возврата. Поскольку в рассматриваемых генераторах магниты подвергаются дополнительному размагничиванию со $\Phi_{M}^{*}($ стороны F_{n} , то точка отхода номинальной линии возврата от основной кривой размагничивания располагается ниже, чем в генераторах с по- $\Phi_{B}^{*}(F_{ad})$ ванными токами к. 3. (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 $F_{\pi} =$ = 0 такой характеристикой, очевид-



Рис. 4.5. Рабочая диаграмма магнита в генераторе с комбинированным возбуждением

но, будет зависимость потока в шунте от МДС магнита: $\Phi_{\rm m}(F_{\rm M})$. Шунт в этом режиме, как отмечалось, выше, подобен некоторой дополнительной проводимости рассеяния, поэтому согласно развитому в § 2.7 подходу зависимости $\Phi_{\rm m}(F_{\rm M})$ в относительных величинах соответствует луч в третьем квадранте, проведенный под углом $\alpha_{\rm m}$ =arctgA*_m к оси абсцисс, где $\Lambda^*_{\rm m}$ — относительная магнитная проводимость цепи шунта с ненасыщенными сердечниками (рис. 4.5). Если провести все построения, которые обсуждались в § 2.7, с учетом дополнительного рассеяния в шунте (т. е. считая, что $\Phi_{\delta}^{\rm m} = \Phi_{\rm M} - \Phi_{\sigma} - \Phi_{\rm m}$), то можно найти зависимости $\Phi_{\delta}^{\rm m}(\tilde{F}_{\rm M})$ и $\Phi_{\delta}^{\rm m}(\tilde{F}'_{ad})$, а затем построить внешнюю характеристику генератора сначала при чисто индуктивной, а затем при произвольной нагрузках. На рис. 4.6,*а* такая характеристика для режима активноиндуктивной нагрузки и $F_{\rm n}$ =0 представлена кривой 1.

При $F_n > 0$ характеристика шунта должна строиться для действующей на шунт суммарной МДС $F = F_{\rm M} - F_{\rm n}$ (см. рис. 4.3), т. е. в относительных величинах $\hat{\Phi}_{\rm um}(\tilde{F}_{\rm M}) = \tilde{\Lambda}_{\rm ur}(\tilde{F}_{\rm M} - \tilde{F}_{\rm n})$. Соответствующая прямая проведена на рис. 4.5 пунктиром. Она параллельна исходному лучу $\hat{\Phi}_{\rm ur}(\tilde{F}_{\rm M})$ (т. е. наклонена к оси h под углом $\alpha =$ = arctg $\tilde{\Lambda}_{\rm un}$) и пересекает ось абсцисс в точке $\tilde{F}_{\rm n}$, где $\tilde{F}_{\rm n}$ — относительная МДС подмагничивания. Рабочий поток в зазоре при наличии шунта с подмагничиванием есть $\hat{\Phi}_{\delta}^{\rm um} = \tilde{\Phi}_{\rm M} - \tilde{\Phi}_{\rm c} - \tilde{\Phi}_{\rm um}$, причем на диаграмме правее точки $\tilde{F}_{\rm n}$ поток $\tilde{\Phi}_{\rm um}$ меняет знак и должен прибавляться к разности $\tilde{\Phi}_{\rm M} - \tilde{\Phi}_{\rm c}^*$. Таким образом, левее точки $\tilde{F}_{\rm n}$ регулировочное звено генератора работает в режиме магнитного шунта, а правее — в режиме подмагничивания. При увеличении \tilde{F}_n и смещении вверх линии $\tilde{\Phi}_{un}(\tilde{F}_M)$ будут смещаться вверх также линии $\Phi_{\delta}^{*un}(\tilde{F}_M)$ и $\Phi_{\delta}^{unn}(\tilde{F}'_{ad})$, т. е. $\tilde{E}_{\delta}^{unn}(\tilde{f}_d)$.Это приведет к росту ЭДС х. х. $(\tilde{E}_0^{unn} > \tilde{E}_0^{un})$ и соответственно тока к. з., т. е. к подъему внешней характеристики генератора.

При некотором номинальном значении $F_n = F_{n \text{ ном}}$ внешняя характеристика проходит через точку с номинальными напряже-



Рис. 4.6. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики генератора с комбинированным возбуждением

нием $U_{\text{ном}}$ и током $\tilde{I}_{\text{ном}}$ и образом, является, таким естественной номинальной характеристикой внешней (кривая 2 на рис. 4.6,а). Предельное положение характеристика, внешняя очевидно, займет при Fn= = F_{п.пр} (кривая 3 на рис. 4.6,*a*). При *F*_п>*F*_{п.пр} произойдет необратимое размагничивание магнитов, поэтому такой режим недопустим. Регулировочное звено, правило, получаеткак ся наиболее компактным в том случае, если в процессе

регулирования потока $\Phi_0^{\text{вти}}$ 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 $U=U_{\text{ном}}$ и $I=I_{\text{пом}}$ МДС якоря F'_{ad} такова, что согласно (4.5) имеем $F_{n}=F_{\text{по}}$, т. е. в номинальном режиме $\Phi_{\text{пил}}=0$. При этом рабочий поток в якоре $\Phi_{\delta}=\Phi_{\text{м}}-\Phi_{\sigma}$ такой же, как в генераторе с постоянными магнитами без регулировочного звена, называемом опорным генератором. Его внешняя храктеристика $U_{\text{оп}}(I_{\text{оп}})$ 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 $\Phi_m = 0$, его внешняя характеристика является границей областей с $\Phi_{mm} < 0$ и $\Phi_{mn} > 0$ 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 $U_{\text{on}}(I_{\text{on}})$. Очевидно, что в первом случае регулировочное звено работает в режиме магнитного шунта $(\Phi_{\text{mn}} < 0)$, во втором — в режиме подмагничивания $(\Phi_{\text{mm}} > 0)$, в 124 третьем случае реализуются оба режима: часть характеристики U(I) генератора выше точки ее пересечения с $U_{on}(I_{on})$ соответствует режиму подмагничивания, а часть U(I) ниже этой точки режиму магнитного шунта регулировочного звена (кривая 2 на рис. 4.6,*a*). Таким образом, в общем случае режим работы регулировочного звена при фиксированном значении F_n 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_n =const проявляется тенденция к переходу регулировочного звена в режим магнитного шунта. Это следует и из (4.5), поскольку с ростом F'_{ad} увеличивается F_{no} , т. е. граничная МДС подмагничивания, при которой Φ_{mn} меняет знак.

Если генератор работает с регулятором, обеспечивающим $U = U_{\text{ном}} = \text{сопst}$ путем изменения $F_{\text{п}}$, то его внешней характеристикой является горизонтальный отрезок $U = U_{\text{ном}} = \text{сопst}$ между осью ординат и предельной кривой 3 (линия 5 на рис. 4.6,a). С ростом тока рабочая точка генератора за счет регулятора смещется вправо по линии 5, последовательно переходя на естественные внешние характеристики с возрастающими $F_{\text{п}}$. Ясно, что 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_{ном}= =const значение F_п 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 большее подмагничивание требуется для сохранения U == const. Заметим, что ток к. з. для генератора при $F_{\pi} = F_{\pi, \pi p}$, 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 дей-ствию на постоянные магниты (см. § 2.4). С помощью простых построений легко показать, что при заданном коэффициенте мощности (cos q=const) внешние характеристики генератора становятся более выпуклыми с ростом Ат, как показано на рис. 4.7 для случая F_п=F_{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 Ат максималь-



Рис. 4.7. Влияние магнитной проводимости шунта на внешние характеристики генератора с комбинированным возбуждением ной. Отсюда, в частности, следует необходимость минимизации дополнительных зазоров δ_1 и δ_2 (см. рис. 4.1).

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=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 (основного генератора) меньмагнитами ше, чем генератора с внутризамкнутым потоком (регулировочного звена).

Для типичных конструкций генератора регулировочное звено рассчитывается так, что максимальные потоки $\Phi_{\rm mm}$ не превышают 20—25 % от общего значения потока. Если требуются бо́льшие потоки $\Phi_{\rm mm}$ (при мощностях генератора более десятков киловатт), рациональной является 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.

При малых значениях $\Phi_{\rm mn}$ хорошими массогабаритными показателями обладает конструкция генератора с активным валом (рис. 4.9). В таком генераторе на статоре имеются две согласно 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. На-

ружная 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 Флан, 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 Ф_м, потом через рабочий зазор входит в полюсные наконечники другой полярности и через правую скобу и дополнительные зазоры возвращается в вал. Комбинированное возбуждение может быть реализовано 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. 4.9. Генератор с активным валом

Рис. 4.10. Генератор с комбинированным возбуждением и когтеобразными полюсами с внутризамкнутым потоком

Еще одна модификация генератора комбинированного возбуждения может быть получена, 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,*a*). При обесточенных обмотках основной магнитный поток замыкается так же, как на рис. 2.21,*a*, 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,*a*, а часть — обмотками, как на рис. 3.10. Недостаток генератора — большая масса и повышенное рассеяние из-за наличия наружного магнитопровода.

Более надежным является генератор комбинированного возбуждения с внешнеззмкнутым магнитопроводом и постоянными магнитами на статоре, приведенная на рис. 4.11,6, для двухполюсного исполнения. Призматические постоянные магниты 1 намагничены радиально и создают МДС F_м, складывающуюся последовательно с МДС F_n обмотки возбуждения (подмагничивания) 3. Ротор выполнен в виде правого 7 и левого 9 ферромагнитного блоков (полувалов) с аксиальными выступами, разделенными немагнитной прокладкой 8. Под действием суммарной МДС $F_{\rm M} + F_{\rm H}$ создается поток Φ_{δ} , 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 полувалов приобретают противоположную магнитную полярность, при вращении ротора наводится ЭДС в якорной обмотке 6. Меняя Fn, т. е. создавая по отношению к МДС магнитов некоторую дополнительную размагничивающую ΔF_{разм} или намагничивающую ΔF_{нам} МДС, можи 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. Из-за сложной конфигурации цепи потоки рассеяния магнитов будут значительными.

Возможно создание подмагничивающего звена на переменном токе. 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, а также путем фиксируемого поворота подмагничивающей обмотки в пределах одного полюсного деления.

В машинах с подмагничиванием переменным током электрическая схема и конструкция несколько упрощаются однако машины потребляют повышенную реактивную мощность, затрачиваемую на создание вращающегося подмагничивающего потока, и имеют относительно большую массу ПО, размеры которой примерно те же, что и у якорной обмотки.

§ 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.

В качестве примера на рис. 4.12, 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 ПМ, при-



Рис. 4.12. Генератор с постоянными магнитами между роторными выступами (a) и генератор с постоянными магнитами и индукторным подмагничивающим звеном (б)

крепленные к ротору с помощью заливки немагнитным сплавом. Наружные поверхности ПМ имеют полярность, противоположную одноименной полярности роторных выступов. Основная часть магнитных линий потока постоянных магнитов $\Phi_{\rm M}$ замыкается в поперечной плоскости, как показано на рис. 4.12,*a*, складываясь с потоком $\Phi_{\rm B}$ в роторных выступах от обмотки возбуждения. Некоторая часть $\Phi_{\rm M}$ замыкается в продольном направлении через втулку ротора, дополнительный зазор $\delta_{\rm доп}$ (см. рис. 3.18,*a*) и корпус, причем при согласном направлении поперечных потоков $\Phi_{\rm M}$ и $\Phi_{\rm B}$ в рабочем зазоре ($\delta_{\rm min}$) 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. 4.12, б. Здесь постоянные магниты (ПМ) выполнены в виде автономного блока на роторе, идентичного одной из известных конструкций ротора с ΠM , например «звездочке» (см. § 28), а индукторное подмагничивающее звено, создающее подмагничивающий поток Φ_{π} и полностью идентичное по конструкции машине, показанной на рис. 3.18, а, примыкает к постоянным магнитам. Число выступов 9—77

В на роторе вдвое меньше числа ПМ, поскольку все выступы имеют одинаковую магнитную полярность.

Недостатки конструкций генераторов, изображенных на рис. 4.12, связаны с размещением постоянных магнитов на роторе, а также с заметной асимметрией магнитных цепей.

Более рациональна конструкция индукторного генератора с комбинированным возбуждением, приведенная на рис. 4.13. Генератор представляет собой тот же однопакетный одноименнополюсный ИГ (см. рис. 3.18,а), к которому добавлен блок с кольцеобразным постоянным магнитом *I* на статоре, намагниченным аксиально. Он создает постоянную МДС, включенную параллель-



Рис. 4.13. Индукторный генератор с кольцеобразным постоянным магнитом



Рис. 4.14. Генератор комбинированного возбуждения с последовательным включением МДС

но с регулируемой МДС обмотки возбуждения 4 (подмагничивания). К торцам магнита примыкают магнитомягкие кольца соответствующей формы, с помощью которых поток магнита $\Phi_{\rm M}$ направляется в радиальные выступы ротора 3 и якорь 2, где он складывается с потоком подмагничивания $\Phi_{\rm mn}$ 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 бо́льшую 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. 4.14 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, показанного на рис. 4.14, к С-образному магнитопроводу, охватывающему ПО, примыкают призматические радиально-намагниченные постоянные магниты ПМ. Рабочий поток в зазоре Ф₆ определяется суммарной МДС: $F_{\rm M}+F_{\rm n}$, поэтому его можно регулировать, изменяя $F_{\rm n}$. По-130 тери в ПО у такого генератора больше, чем у генераторов с параллельным включением МДС магнитов и ПО.

Рассмотрим в качестве примера схему стабилизации напряжения этого генератора с помощью вибрационного полупроводникового регулятора. Аналогичные регуляторы используются и для других типов генераторов с комбинированным возбуждением. Схема регулятора приведена на рис. 4.15. 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 B, стабилитрон $C\tau$ и транзисторы T1 - T3. Когда напряжение генератора U ниже номинального $U_{\rm ном}$,





Рис. 4.15. Схема стабилизации напряжения с помощью вибрационного полупроводникового регулятора напряжения

Рис. 4.16. Коммутаторный генератор с комбинированным возбуждением

CT закрыт, поэтому закрыт T1, что приводит к включению T2, протеканию тока через IIO и соответственно повышению U. При $U > U_{\text{ном}}$ открывается CT, T1 включается, а T2 отключается, что вызывает включение T3. Ток течет через OO, вызывая снижение U, после чего снова CT 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. 4.16 показан эскиз такого генератора, подобного по принципу действия генератору, изображенному на рис. 3.23,6. Разница между обоими генераторами связана с заменой одного из постоянных магнитов магнитомягким шихтованным сердечником и подмагничивающей обмоткой ПО (рис. 4.16). При отсутствии тока в обмотке ее сердечник 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 9* в ПО все большая часть потока магнитов $\Phi_{\rm M}$ замыкается через коммутатор вместе с потоком подмагничивания шунта $\Phi_{\rm mn}$, 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.

ГЛАВА 5 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 — по-



Рис. 5.1. Коллектор электрической машины

Следовательно, стоянные. межли якорем машины и внешней цепью должен помешаться преобразователь рода тока, что приводит к vcложнению конструкции машины. В качестве преобразователя рода тока долгое время использовался и широко используется в настоящее время коллектор. Поскольку одной из ueлей разработки БЭМ является ликвидация коллектора как наиболее уязвимого звена машины, рассмотрим его конструкцию несколько подробнее. Обычно коллектор представляет собой закрепленный на роторе цилиндрический блок (рис. 5.1), набранный из множества проводящих пластин 1, которые стянуты с помощью нажимных фланцев 2 и 3 и отделены друг от друга и от фланцев изоляционными прокладками 4. Пластины 1 соединены с секциями обмотки якоря ОЯ, размешаемой 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 электромагнитная структура внутренней пеци RO машищетками сохраняется практически неизменной между ны при врашении ротора, так как одни движущиеся пластины Я 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 мащина работает генератором, то коллектор является механическим выпрямителем, преобразующим переменный ток ОЯ в постоянный ток внешней цепи. В режиме двигателя коллектор выполняет родь механического инвертора, преобразующего подводимый извне постоянный ток в переменный ток ОЯ. Создание коллектора в шестидесятые — семидесятые годы девятнадцатого века 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.

В настоящее время вследствие интенсивного развития полупроводниковой техники имеются благоприятные возможности заменить коллектор полупроводниковыми преобразователями. Благодаря этому появился, быстро совершенствуется и внедряется в практику новый класс электромеханических преобразователей --бесконтактные электрические машины постоянного тока, представляющие органическое объединение собственно электрической машины и электронного полупроводникового преобразователя. В бесконтактных генераторах постоянного тока — вентильных генераторах (ВГ) — преобразователем является полупроводниковый выпрямитель, который может быть реализован на базе как неуправляемых, так и управляемых вентилей. В бесконтактных двигателях постоянного тока (БДПТ) 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.

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,*a*) следует, что он проводит ток при прямой полярности приложенного напряжения (анод *A* — положительный, катод *K* — отрицательный) и практически заперт при допустимом обратном напряжения. В настоящее время выпускаются диоды на токи до нескольких килоампер при обратных напряжениях U_{05p} до нескольких киловольт. Диоды допускают значительные перегрузки по току (~10-100-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. 5.2,6. Подавая напряжение на базу Б транзистора и меняя ток базы $I_{\mathcal{B}}$, можно резко увеличивать его коллекторный ток $I_{\mathcal{K}}$ при заданном прямом напряжении между коллектором и



Рис. 5.2. Вольт-амперные характеристики диода (a), транзистора (б), тиристора (в)

эмиттером $U_{K\mathfrak{I}}$. 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 $U_{K\mathfrak{I}}$ до сотен вольт. Осваиваются транзисторы на токи до сотен ампер. Работа транзисторов при обратных напряжениях $U_{K\mathfrak{I}}$ 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 *Iy* напряжение включения *U*_{вкл} транзистора 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_{o6p} до нескольких киловольт. Тиристоры допускают значительные перегрузки по току. Успешно осваивается выпуск симметричных тиристоров — 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 периодическое изменение направления тока в цепи ОЯ. В то же время при использовании управляемых вентилей 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. ВЕНТИЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Структура ВГ. Вентильный 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 (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, по-

этому рассмотрим вначале особенности работы ПВ. Процессы коммутации. Внешние характеристики ПВ и ВГ. Обычно бесконтактный генератор выполняется многофазным. Для



выпрямления тока применяют многофазные ПВ с нулевым выводом или мостовые ПВ на диодах или тиристорах.

Рассмотрим работу нанболее типичных для ВГ трехфазных выпрямителей с нулевым выводом (рис. 5.3,*a*) и мостового типа (рис. 5.3,*б*).

Рис. 5.3. Схема трехфазного выпрямителя с нулевым выводом (а) в мостового типа (б)

Пусть ПВ, подключенный к синхронному генератору, работает на активноиндуктивную нагрузку, при

которой выпрямленный ток можно считать сглаженным и непрерывным (I_d = 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.

Рассмотрим вначале схему с нулевым выводом, считая, что активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния якорной обмотки равны нулю. Тогда на выходе явнополюсного генератора согласно (1.4) действует вапряжение *

 $\dot{U} = \dot{E}_{a} = \dot{E}_{a} - jX_{d}\dot{I}_{d} - jX_{q}\dot{I}_{q}$ или $\dot{E}_{a} = \dot{E}_{a} - jX_{a}\dot{I}$ для неявнополюс-

ного генератора. Временные диаграммы фазных ЭДС (e_A , e_B , e_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 ЭДС $e_A(\omega t)$, $e_B(\omega t)$, $e_C(\omega t)$ — 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 вентиль 3, поскольку после включения вентиля 1 к вентилю 3 приложено обратное напряжение $e_A - e_C$ и происходит его естественная коммутация. В точке б включается вентиль 2 и т. д. Номера работающих вентилей показаны на соответствующих участках синусонд $e(\omega t)$. Благодаря поочередному включению вентилей, пропускающих ток в определенном направлении,

^{*} В дальнейшем следует различать обозначения выпрямленного тока I_d и продольного тока якоря I_d .

осуществляется выпрямление переменного тока ОЯ. В схеме с нулевым выводом вклад в выпрямленное напряжение дают только положительные полуволны кривых ЭДС, 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,*a*). Тогда для рассматриваемого идеального случая среднее выпрямленное напряжение

$$U_{d} = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_{(\pi/6)+a}^{(5/6)\pi+a} \sqrt{2} E_{z} \sin \omega t d(\omega t) = (3\sqrt{6}/2\pi) E_{z} \cos \alpha, (5.1)$$

где E₀ — действующее значение фазной ЭДС обмотки якоря.

Таким образом, меняя а, можно регулировать выпрямленное напряжение ВГ. При мгновенном переключении (коммутации) вентилей токи в них имеют

ступенчатый характер и смыкаются в точках переключения (рис. 5.4,*a*).

В реальных случаях Я**Н**дуктивное сопротивление при переключении вентилей не равно нулю, поэтому время, за которое ток в отключаемом вентиле спадает OT *I*_d до 0, а во включаемом вентиле нарастает от 0 до Id, будет конечным. На временной диаграмме ЭДС этому периоду, называемому периодом коммутации, соответствует угол коммутации у (рис. 5.4,б). При одновременной работе вентилей І и 2 (см. рис. 5.3,а) ветви C. фазными обмотками А и В включены параллельно и напряжение на их концах динаковое. Поэтому, если ренебречь активными COобмоток ротивлениями ентилей, имеем

$$A - L_{\rm R} di_A/dt = e_B - L_{\rm R} di_B/dt$$

$$e_A - X_{\kappa} di_A / d(\omega t) =$$
$$= e_B - X_{\kappa} di_B / d(\omega t), \qquad ($$



Рис. 5.4. Временные днаграммы фазных ЭДС и токов для выпрямителя с нулевым выводом при мгновенной коммутации вентилей (а) и при конечном времени комму-5.2) тация (б)

где L_{κ} и $X_{\kappa} = \omega L_{\kappa}$ — индуктивность и индуктивное сопротивлению фазной обмотки во время коммутации.

Под мгновенными значениями ЭДС (e_A, e_B) в данном случа следует понимать значения ЭДС за сопротивлением X_{κ} (со сто роны выходных зажимов), называемой неискаженной ЭДС гене ратора. Ее действующее значение обозначим через E_r . Сопротив ление коммутации X_{κ} соответствует ЭДС самоиндукции, наводи мой в обмотках быстро изменяющимися магнитными потоками вс время коммутации. Поскольку это время мало, потоки, соответ ствующие X_{κ} , замыкаются примерно по тем же путям, что и по токи при внезапном коротком замыкании генератора (см. § 1.2) Поэтому параметр X_{κ} имеет порядок X''_d . Более точный анали показывает, что процесс коммутации вентилей близок по своеі физической природе к начальной стадии внезапного двухфазногі короткого замыкания генератора и

$$X_{\rm K} \approx 0.5 (X''_d + X_2).$$
 (5.3)

Здесь X_2 — индуктивное сопротивление обратного следовани: фаз, приближенно выражаемое через X''_d и X''_q в виде

$$X_2 \approx 0.5 (X''_d + X''_g).$$
 (5.4)

Поэтому окончательно

$$X_{\kappa} \approx 0.25 (3X''_d + X''_q).$$
 (5.5)

Поскольку обычно X["]_q не сильно отличается от X["]_d, в боле грубом приближении согласно (5.5)

$$X_{\rm R} \approx X''_d. \tag{5.6}$$

В оценочных расчетах иногда принимают значение X_к равны индуктивному сопротивлению рассеяния якорной обмотки X_{σα}.

Так как $i_A + i_B = I_d = \text{const}$, то

$$di_A/d(\omega t) = -di_B/(d\omega t), \qquad (5.7)$$

поэтому согласно (5.2)

$$2X_{\kappa} di_B / d(\omega t) = e_B - e_A. \tag{5.8}$$

Будем отсчитывать координату $\vartheta = \omega t$ от точки 0' (рис. 5.4, t тогда $e_B = \sqrt{2} E_{\Gamma} \sin [\vartheta + (\pi/6) + \alpha]; e_A = \sqrt{2} E_{\Gamma} \sin [\vartheta + (\pi/6) + \alpha - + (2\pi/3)],$ откуда следует, что

$$e_B - \dot{e}_A = \sqrt{6} E_r \sin(\vartheta + \alpha). \tag{5.9}$$

Решением (5.8) с учетом (5.9) и граничного условия $i_B = 0$ пр $\vartheta = 0$ будет

$$i_B = (\sqrt{6} E_{\Gamma}/2X_{\pi}) [\cos \alpha - \cos (\vartheta + \alpha)]. \qquad (5.10)$$

Поскольку при $\mathfrak{G}=\gamma$ период коммутации завершается и $i_B=1$ нз (5.10), имеем

$$\cos(\gamma + \alpha) = \cos \alpha - 2X_{\rm g}I_d / (\sqrt{6}E_{\rm r}). \tag{5.1}$$

Ł

Легко видеть, что длительность коммутации γ тем больше, чем больше коммутационное индуктивное сопротивление обмотки якоря X_{x} и ток нагрузки I_{d} .

Для неуправляемого ПВ, когда а=0,

$$\cos \gamma = 1 - 2X_{\kappa}I_d / (\sqrt{6}E_{\Gamma}). \tag{5.12}$$

С ростом а угол γ уменьшается. Используя (5.2) и (5.7), можно легко показать, что в пределах γ напряжение на коммутирующих вентилях равно полусумме ЭДС отключающейся и включающейся фаз, а не ЭДС включающейся фазы, как при мгновенной коммутации. Таким образом, коммутация вентилей приводит к снижению среднего выпрямленного напряжения на величину $\Delta U_{\rm K}$, которая подсчитывается следующим образом. Во время коммутации вентилей 1 и 2 выходное напряжение ВГ уменьшается на $L_{\rm K} di_B/dt$ или $X_{\rm K} di_B/dt$. Для схемы, данной на рис. 5.3,*a*, коммутация возникает с периодичностью $2\pi/3$, поэтому из-за коммутации среднее значение потерь выпрямленного напряжения

$$\Delta U_{\kappa} = \frac{1}{(2\pi/3)} \int_{0}^{1} [X_{\kappa} di_{B}/d\vartheta] d\vartheta,$$

откуда с учетом условия $i_B = I_d$ при $\vartheta = \gamma$ следует

$$\Delta U_{\mathrm{x}} = (3/2\pi) X_{\mathrm{x}} I_d. \tag{5.13}$$

Окончательно, с учетом (5.1) среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = (3\sqrt{6}/2\pi) E_{\Gamma} \cos \alpha - (3/2\pi) X_{\kappa} I_d.$$
(5.14)

Формула (5.14) описывает внешнюю характеристику ПВ с нулевым выводом. Видно, что падение напряжения U_d тем сильнее, чем больше X_{κ} . Изменение α приводит к ее параллельному смещению. Значение неискаженной ЭДС на входе ПВ по своему физическому смыслу с учетом (1.4) и (1.4*a*) для явнополюсного генератора может быть определено как

$$\dot{E}_{r} = \dot{E}_{0} - j \left(X_{d} - X_{\kappa} \right) \dot{I}_{d} - j \left(X_{q} - X_{\kappa} \right) \dot{I}_{q}; \qquad (5.15)$$

для неявнополюсного генератора

$$\dot{E}_{\Gamma} = \dot{E}_{0} - j (X_{a} - X_{E}) \dot{I}.$$
 (5.16)

Соответствующая (5.16) векторная диаграмма построена на рис. 5.5.

Рассмотрим теперь трехфазную мостовую схему, показанную на рис. 5.3,6. Ее можно представить как объединение двух схем с нулевой точкой, в одной из которых у вентилей общие аноды (как на рис. 5.3,*a*), а в другой — общие катоды. Временные диаграммы ЭДС приведены на рис. 5.6. За нулевой потенциал принят потенциал средней точки обмотки якоря. При мгновенной коммутации и отсутствии регулирования всегда включены два

139

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

a)



Рис. 5.5. Векторная диаграмма неявнополюсного генератора, работающего на выпрямительную нагрузку

Рис. 5.6. Времендиаграммы

ЭПС и токов для мостового

мителя при мгно-

ции вентилей (а)

времени коммута-

цин (б)

выпря-

коммута-

конечном

ные

венной

и при



напряжение (определяемое разностью фазных ЭДС) и они отключены. Мгновенные значения выпрямленного напряжения иа определяются разностью фазных ЭДС включенных вентилей, поэтому (рис. 5.6,а) периодичность повторяющихся гребней синусоид, формирующих выпрямленное напряжение ud (wt) равна 2п/6, а не 2п/3, как в схеме, показанной на рис. 5.3,а (см. также рис. 5.4,a). Следовательно, по характеру кривой ud (ot) трехфазная мостовая схема эквивалентна шестифазной с нулевым

выводом На том же рис. 5.6, а приведены кривые токов вентилей. Видно, что вентили работают попарно с перекрытием, т. е. моменты мгновенной коммутации вентилей 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 вентилей — 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 ЭДС 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 ЭДС) в отличие от схемы с нулевым выводом, где каждая фаза включена только 1/3 периода.

При наличии управления, т. е. включении вентилей анодной и катодной групп с запаздыванием на угол α , среднее значение выпрямленного напряжения снижается так же, как и в схеме, данной на рис. 5.3, а. С учетом удвоения выходного напряжения имеем

$$U_d = (3\sqrt{6}/\pi) E_z \cos \alpha. \tag{5.17}$$

Если индуктивное сопротивление X_{κ} конечное и $\gamma > 0$, то временные диаграммы напряжений и токов при $0 < \gamma < \pi/3$ приобретают вид кривых, изображенных на рис. 5.6,6. За счет коммутации период включения каждого вентиля увеличивается и становится

$$\lambda = (2\pi/3) + \gamma, \tag{5.18}$$

а не 2п/3, как при мгновенном переключении вентилей.

Так как потери выпрямленного напряжения имеют место как в анодной, так и в катодной группах вентилей, значение $\Delta U_{\rm k}$ для мостовой схемы также удваивается по сравнению со схемой на рис. 5.3,*а* и составляет

$$\Delta U_{\mathrm{R}} = (3/\pi) X_{\mathrm{R}} I_d. \tag{5.19}$$

Следовательно, при у<π/3 внешняя характеристика ПВ описывается формулой

$$U_{d} = (3\sqrt{6}/\pi) E_{\Gamma} \cos \alpha - (3/\pi) X_{\kappa} I_{d}$$
 (5.20)

причем E_{Γ} зависит от I_d . Действующее значение неискаженной ЭДС генератора E_{Γ} находится по (5.15) или (5.16) (см. векторную диаграмму на рис. 5.5), значение X_{κ} — по (5.5) или (5.6). Полученное выражение (5.20) для внешней характеристики ПВ при условии α = const справедливо, однако, лишь для $\gamma < \pi/3$, когда одновременно работают либо два вентиля в межкоммутационный период (например, в момент ϑ_1 на рис. 5.6,6 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 γ =

141

 $=\pi/3$, как видно из рис. 5.6,6, 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 у достигает $\pi/3$, а угол $\alpha < \pi/6$, дальнейшее увеличение тока нагрузки приводит к тому, что угол у 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

$$2X_{\kappa}I_d/\sqrt{6}E_{\Gamma} = \cos\alpha - \cos\left(\alpha + \pi/3\right). \tag{5.21}$$

Выражение (5.20) при изменяющемся α и $\gamma = \frac{\pi}{3}$ с учетом (5.11) можно привести к виду

$$2\pi U_d/3\sqrt{6}E_{\Gamma} = \cos \alpha + \cos (\alpha + \pi/3).$$
 (5.22)

Преобразуя разность и сумму косинусов в (5.21) и (5.22), имеем

$$2X_{\kappa}I_{d}/\sqrt{6}E_{\Gamma} = \sin{(\alpha + \pi/6)}; \qquad (5.23)$$

$$\sqrt{2\pi}U_d/9E_{\Gamma} = \cos\left(\alpha + \pi/6\right). \tag{5.24}$$

Возводя эти выражения в квадрат и складывая, получим

$$2X_{\kappa}^{2}I^{2}_{d}/3E_{\Gamma}^{2}+2\pi^{2}U_{d}^{2}/81E_{\Gamma}^{2}=1.$$
(5.25)

Таким образом, при $\gamma = \pi/3$ внешняя характеристика мостового ПВ становится эллипсом, если считать $E_r \approx \text{const.}$

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 вентилей одной группы не успевает закончиться к моменту начала коммутации вентилей другой группы. Следовательно, при $\gamma > \pi/3$ рабочий цикл ПВ состоит из периодов с одновременной работой трех вентилей (когда коммутируют вентили только в одной группе) и периодов с одновременной работой четырех вентилей (когда одновременной работой четырех вентилей (когда одновременной вентили в обеих группах). Внешняя характеристика ПВ в режиме $\gamma > \pi/3$ становится более крутопадающей, чем при $\gamma < \pi/3$, и описывается формулой

$$U_{d} = (9\sqrt{2} E_{\Gamma}/\pi) [1 - X_{\kappa} I_{d}/\sqrt{2} E_{\Gamma}].$$
 (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 $0 \le \alpha \le \pi/6$ и конечного при 142 $\gamma > \pi/3$ (рис. 5.7,*a*). При увеличении задаваемого извне значения 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 $\gamma < \pi/3$ и работа мосто-



Рис. 5.7. Внешние характеристики мостового трехфазного выпрямителя (a) и вентильного генератора (б)

вого ПВ характеризуется начальным рабочим участком внешней характеристики, описываемым (5.20).

Для ВГ небольшой мощности на внешнюю характеристику ПВ заметно влияет падение напряжения ΔU_R на активном сопротивлении якорной обмотки. Если активное сопротивление фазы ВГ есть R, то для мостовой трехфазной схемы ПВ среднее значение

$$\Delta U_R = (2 - 3\gamma/2\pi) R I_d. \tag{5.27}$$

Кроме того, при невысоких напряжениях U_d нужно учитывать среднее падение напряжения ΔU на каждом вентиле.

В окончательном виде рабочий участок внешней характеристики трехфазного мостового ПВ с учетом (5.20) выражается формулой

$$U_{d} = (3\sqrt{6}/\pi) E_{\Gamma} \cos \alpha - (3/\pi) X_{\kappa} I_{d} - (2 - 3\gamma/2\pi) R I_{d} - 2\Delta U. \quad (5.28)$$

Разложим сложные кривые тока генератора и его фазного напряжения на выходных зажимах генератора перед ПВ при $\alpha > 0$, $\gamma > 0$ в ряд Фурье. Тогда для трехфазного мостового ПВ действующее значение первой гармоники тока генератора, соответствующей вектору *I* на рис. 5.5, $I = (3/2\pi)k_1E_r/X_k$, а действующее значение первой гармоники напряжения $U = k_2E_r$, где

$$k_{1} = \sqrt{\gamma^{2} + \sin^{2}\gamma - 2\gamma \sin \gamma \cos (2\alpha + \gamma)};$$

 $k_2 = \sqrt{1 - (3/\pi) [\gamma - \sin \gamma \cos (2\alpha + \gamma)] + (3k_1/2\pi)^2}$ для режима $\gamma < \pi/3$

Действующие значения первых гармоник напряжения и тока на выходных зажимах генератора с трехфазным мостовым ПВ связаны с выпрямленными напряжением U_d и током I_d через передаточные коэффициенты

$$k_U = U_d/U; \ k_I = I_d/I.$$
 (5.29)

Например, для ВГ с трехфазным мостовым ПВ $k_U = = 1,17[\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]/k_2; k_I = 2,56[\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)]/k_1.$

С помощью коэффициентов k_U и k_I можно построить внешнюю характеристику ВГ на стороне постоянного тока $U_d(I_d)$.

143

Цля этого достаточно координаты точек характеристики генератора переменного тока U(I) умножить на соответствующие значения k_U и k_I . Типичный вид кривых $U_d(I_d)$ и U(I) показан на рис. 5.7,6. Обычно по мере роста тока и увеличения угла γ коэффициент k_U уменьшается, а k_I несколько возрастает. Следует заметить, что зависимость U(I) не является внешней характеристикой синхронного генератора в классическом смысле, поскольку



Рис. 5.8. Упрощенные временные диаграммы ЭДС (а) и токов (б) для вентильного генератора с мостовым выпрямителем в ВГ с ростом тока увеличивается угол γ и сдвиг фаз между U и I, т. е. соз φ не остается постоянным. Текущие значения соз φ находятся по значению угла φ' (сдвигу фаз между E_r и I на рис. 5.5). Например, для ВГ с трехфазным мостовым ПВ соз $\varphi = (E_r \cos \varphi')/U = \cos \varphi'/k_2$; tg $\varphi' = \gamma/\sin \gamma - \text{ctg} (2\alpha + \gamma)$.

Коэффициент 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 приближенную формулу для активной мощности трехфазного ВГ с мостовым ПВ (см. рис. 5.3 б) исходя из

вым ПВ (см. рис. 5.3,6), исходя из упрощенных временных диаграмм ЭДС (a) и тсков (b) в фазе A на рис. 5.8. Вентили включаются с задержкой на угол a, а процессы коммутации тока в вентилях учитываются тем, что реальная кривая тока (штриховая линия) заменяется прямоугольником, сдвинутым относительно момента подачи сигнала включения вентиля на угол $\gamma/2$. В качестве ЭДС будем брать неискаженную ЭДС фазы, меняющуюся по синусоидальному закону. Активная мощность одной фазы (A)

$$P_{\Phi} = \frac{1}{\pi} \int_{(\pi/6) + \alpha + \gamma/2}^{(5\pi/6) + \alpha + \gamma/2} I_d \sqrt{2E} \sin \omega t d (\omega t) = (\sqrt{6}/\pi) I_d E \cos (\alpha + \gamma/2).$$

(5.30)

Интегрирование проводится для полупериода л кривой ЭДС, поскольку в мостовой схеме используются обе полуволны ЭДС. Действующее значение тока, соответствующее ступенчатой кривой фазного тока,

$$I_{d} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{(\pi/6) + \alpha + \gamma/2}^{(5\pi/6) + \alpha + \gamma/2} I^{2}_{d} d(\omega t)} = I_{d} \sqrt{2/3} .$$
 (5.31)

144
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

$$P_{\phi} = (3/\pi) I_a E \cos(\alpha + \gamma/2). \tag{5.32}$$

Активная мощность фазы идентичного синхронного генератора переменного тока, работающего на чисто активную нагрузку,

$$P'_{\Phi} = I_a E. \tag{5.33}$$

Таким образом, при работе на выпрямитель коэффициент использования генератора

$$k_{\rm Hc} = P_{\phi}/P'_{\phi} = (3/\pi)\cos(\alpha + \gamma/2).$$
 (5.34)

Из (5.34) видно, что регулирование ПВ и коммутация вентилей ухудшают использование генератора. При $\alpha = \gamma = 0$ максимальное значение $k_{\rm Hc}$ составляет $3/\pi \approx 0.955$, т. е. использование генератора достаточно хорошее.

Для схемы с нулевым выводом (рис. 5.3,*a*) ток в каждой фазе протекает лишь в течение ¹/3 периода, соответствующей положительной полуволне ЭДС. Поэтому для ВГ с такой схемой ПВ

$$I_a = I_d / \sqrt{3}$$
, (5.35)

а мощность фазы для одного периода ЭДС

$$P_{\phi} = \frac{1}{2\pi} \int_{(\pi/6) + \alpha + \gamma/2}^{(5\pi/6) + \alpha + \gamma/2} I_d \sqrt{2} E \sin \omega t d (\omega t).$$

С учетом (5.35) после интегрирования получаем

 $P_{\phi} = [3/(\sqrt{2}\pi)] I_a E \cos(\alpha + \gamma/2)$

И

$$k_{\rm BC} = [3/(\sqrt{2}\pi)] \cos{(\alpha + \gamma/2)}.$$
 (5.36)

Таким образом, 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 $1/k_{\rm Hc}$ раз больше реальной развиваемой им мощности.

Можно провести более точный анализ влияния углов α и γ на расчетную мощность ВГ, учитывая, что в пределах углов γ напряжение u_{cp} равно полусумме неискаженных ЭДС коммутирующих фаз, а фазные токи *i* нарастают и спадают по линейному закону (например, для нарастающего тока $i=I_d \vartheta/\gamma$). При этом, как легко показать, $I_a=I_d \sqrt{(2/3)-(\gamma/3\pi)}$. Осуществляя интегрирование по ϑ произведения u_{cpi} в пределах углов γ и произведения $I_d \sqrt{2} E \sin(\vartheta + ...)$ в межкоммутационный период с учетом соображений, используемых при выводе (5.34), получим уточненную формулу для коэффициента k_{nc} генератора 10-77 с мостовым ПВ:

$$k_{\rm Hc} = (3/\pi) \cos{(\alpha + \gamma/2)} \cos{(\gamma/2)} \sqrt{2/(2 - \gamma/\pi)}.$$
 (5.37)

Характерной особенностью работы ВГ с регулируемым ПВ является тот факт, что увеличение угла управления а приводит к росту его реактивной мощности (хотя нагрузка постоянного тока потребляет всегда только активную мощность). Это связано с тем, что, как видно из рис. 5.8, увеличение а вызывает большее смещение по фазе первой гармоники тока по отношению к неискаженной ЭДС генератора E_r . Поэтому приближенно можно считать, что ВГ работает с коэффициентом мощности

$$\cos\varphi = \cos\left(\alpha + \gamma/2\right). \tag{5.38}$$



Рис. 5.9. Различные схемы выпрямителей для вентильных генераторов

Рост а и у аналогичен работе генератора переменного тока на нагрузку, приобретающую все более индуктивный характер и создающую продольную размагничивающую реакцию якоря.

Сравнение различных схем ПВ для вентильных генераторов. Кроме схем ПВ, изображенных на рис. 5.3, в ВГ применяется шестифазная схема с нулевым выводом (рис. 5.9,*a*), а также сдвоенные мостовые схемы — последовательная (рис. 5.9,*б*) и параллельная (рис. 5.9,*в*), когда в генераторе имеются две трехфазные якорные обмотки, смещенные друг относительно друга на 30 эл. град. При параллельном соединении мостовых выпрямителей (рис. 5.9,*в*) обычно используется уравнительный реактор УР.

Важнейшими показателями схем являются: максимальный коэффициент использования $k_{uc\ max}$ (при $\alpha = \gamma = 0$), характеризующай отношение реальной мощности к типовой расчетной мощности ВГ; коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по основной гармонике $k_{n(1)}$, являющийся отношением амплитуды первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения к среднему значению выпрямленного напряжения U_d ; отношение максимального обратного напряжения U_{ofp} на одном вентиле к U_d ; отношение среднего тока вентиля $I_{в}$ к среднему значению

выпрямленного тока I_d. Эти показатели для различных схем при активно-индуктивной нагрузке приведены в табл. 5.1.

Таблица 51

Схема ПВ	^k sc max	^k n(1)	$U_{\rm ofp}/U_d$	$I_{\rm B}/I_d$
Трехфазная с нулевым выво-	0,676	0,25	2,1	0,33
дом Шестифазная с нулевым вы-	0,552	0,057	1,05	0, 17
Трехфазная мостовая Страсочные мостовая	0,955	0,057	1,05	0,33
последовательная параллельная	0,955 0,955	0,0135 0,0135	0,523 1,05	0,33 0,17

Трехфязная схема с нулевым выводом имеет наименьшее число вентилей, но пониженное использование и высокий уровень пульсаций выпрямленного напряжения.

Достоинство шестифазной схемы с нулевым выводом — пониженная нагрузка вентилей, конструктивное удобство размещения вентилей, 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 вентилях. Эта схема получила наибольшее распространение.

Сдвоенные мостовые схемы позволяют ют получить минимальный уровень пульсаций выходного напряжения, но содержат две якорные обмотки и большое число вентилей. Иногда для ВГ используются пятифазные мостовые схемы, обеспечивающие низкий уровень пульсаций выпрямленного напряжения, а также двойные трехфазные схемы с общим нулевым выводом и уравнительным реактором.

Циклическая работа ВГ на емкост-



Рис. 5.10. Схема вентильного генератора с емкостным накопителем (а) и временные диаграммы напряжений и токов (б)

ную нагрузку. В настоящее время ВГ широко используются 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. 5.10,*a*, а на рис. 5.10,*б* показаны временные диаграммы на-10* 147 пряжений и токов EH в период заряда t_3 , когда замкнут коммутатор K1 и разомкнут K2, и разряда t_p , когда K1 разомкнут, а K2 замкнут.

Работа схемы характеризуется максимальной энергией ЕН

$$W_c = CU^a_{c \max}/2 \tag{5.39}$$

и среднециклической мощностью

$$P_{\rm cp.II} = W_C / T_{\rm II}, \tag{5.40}$$

где T_n — полная длительность одного цикла заряд — разряд с учетом пауз.

Основное назначение схемы — получение больших импульсных мощностей в нагрузке при относительно малой мощности ВГ. Последнее вытекает из того факта, что при пренебрежении потерями энергия Wин, выделяемая в импульсной нагрузке, равна накопленной энергии W_C . Выражая Wин через среднюю разрядную мощность P_p и t_p как $W_{HH} = P_p t_p$ и учитывая (5.40), имеем

$$P_{\rm p}/P_{\rm cp,u} = T_{\rm u}/t_{\rm p}. \tag{5.41}$$

Так как время t_p может быть сделано весьма малым по сравнению с T_{n} , то $P_p \gg P_{cp,n}$, что и определяет эффект трансформации мощности с помощью ЕН.

Таким образом, ВГ должен обеспечить требуемое значение $P_{cp,q}$ в схеме ЕН. Расчетная типовая мощность генератора S_r , т.е. мощность, которую он развивает при работе без выпрямителя на стационарную нагрузку переменного тока, должна существенно превышать $P_{cp,q}$. Соотношение меж-



Рис. 5.11. Зависимости мгновенного тока, его огибающей и выпрямленного зарядного тока от времени для вентильного генератора, работающего на емкостный накопитель ду P_{ср.ц} и S_г выражается с помощью коэффициента использования

$$k_{\rm nc} = P_{\rm cp.n}/S_{\rm r}, \qquad (5.42)$$

значение которого для нерегулируемого режима заряда ЕН обычно не превышает 0,4—0,6.

Точный анализ работы ВГ с ЕН является трудоемким, поскольку он предполагает использование общих уравнений синхронного генератора (1.12)—(1.16) совместно с нелинейными уравнениями выпрямителя и ЕН.

Во многих практических случаях, когда частота переменного тока в генераторе значительно больше 1/t₃, зарядный процесс ЕН OT ВΓ может исследоваться приближенно, например, с помощью метода расчета ПО огибающей. предложенnpod. C. P. Мизюриным. ного

e 1.

Суть метода заключается в том, что изменение во времени огибающей амплитудных значений фазового тока i(t), обозначаемой $I_{\max}(t)$, происходит по тому же закону, что и изменение зарядного тока $I_d(t)$ накопителя, т. е. выпрямленного тока ВГ. Кривые i(t), $I_{\max}(t)$, $I_d(t)$ приведены на рис. 5.11, где $I_{d0} = = k_i I_{\max}(0)/\sqrt{2}$. Характерной особенностью процесса заряда ЕН является 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 $X_d(t)$ может быть выражено формулой

$$\frac{1}{X_{d}(t)} = \frac{1}{X_{d}} + \left(\frac{1}{X'_{d}} - \frac{1}{X_{d}}\right) e^{-t/T'_{d}} + \left(\frac{1}{X''_{d}} - \frac{1}{X'_{d}}\right) e^{-t/T''_{d}} + \frac{1}{X''_{d}} e^{-t/T_{a}}.$$
(5.43)

Для зарядного режима ЕН запишем уравнение напряжений

$$k_{E}E_{0} = I_{d}(t)R_{0}(t) + (1/C)\int_{0}^{t}I_{d}(t)dt, \qquad (5.44)$$

тде 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.; $I_d(t) = k_i I_{\max}(t)/\sqrt{2}$; k_i — коэффициент преобразования выпрямителя по току, равный отношению среднего выпрямленного тока к действующему значению фазового тока якоря; $R_0(t) = k_R X_d(t)$ — эквивалентное сопротивление 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 (5.44) по t, получим

$$\frac{dI_{\max}(t)}{dt} = -I_{\max}(t) \left[\frac{-dX_d(t)}{dt} + \frac{1}{k_R C} \right] / X_d(t).$$
(5.45)

Уравнение (5.45) легко решается численными методами.

Начальное условие согласно § 1.2 определяется равенством $J_{\max}(0)$ 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''_a , T'_a , T_a и основная часть зарядного процесса происходит при $X_d(t) \approx X_d = \text{const.}$ В этом случае (5.44) принимает вид $k_E E_0 = I_d(t) k_R X_d + u_C(t),$ (5.46)

где $u_C(t) = (1/C) \int_0^t I_d(t) dt.$

Уравнение (5.46) описывает известный переходный процесс в активно-емкостной цепи, подключаемой к источнику постоянного напряжения.

Ймеем

$$u_{c} = k_{E}E_{0} (1 - e^{-t/\tau}); \ I_{d}(t) = I_{d}(0) e^{-t/\tau}; \ I_{d}(0) = k_{i}E_{0}/X_{d};$$

$$I_{max}(t) = \sqrt{2E_{0}}e^{-t/\tau}/X_{d}; \ \tau = k_{R}X_{d}C.$$
(5.47)

Развитый выше подход относится к неуправляемому режиму заряда ЕН от источника с постоянной амплитудой ЭДС. Такой режим является неэкономичным 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 (5.46) по t в предположении $I_d = \text{const}$, имеем

$$dE_0/dt = I_d/(k_F C) = \text{const}, \tag{5.48}$$

т. е. в режиме I_d = const необходимо увеличивать ЭДС генератора линейно во времени. Это достигается специальным регулятором, воздействующим на ток возбуждения ВГ в процессе заряда ЕН.

Если требуется повышенное быстродействие регулирования или используется генератор без обмоток возбуждения, например, с постоянными магнитами, процесс заряда ЕН регулируется воздействием регулятора на управляемые вентили ГІВ.

Возможно параметрическое регулирование процесса заряда ЕН путем последовательного или параллельного включения добавочных емкостей в цепь генератора перед выпрямителем.

Особенности конструктивного исполнения и области применения ВГ. Особые требования к ВГ, работающим на активно-индуктивную нагрузку, связаны с необходимостью иметь в них низкие значения коммутационного сопротивления X_{κ} (соответственно X''_a), поскольку при больших X_{κ} снижается выходное напряжение и сильно искажаются формы кривых напряжений и токов генератора. Поэтому при значительных X_{κ} приходится увеличивать расчетную мощность генератора на 15—20% по сравнению с мощностью при $X_{\kappa} \rightarrow 0$. Кроме того, при больших X_{κ} могут возникать перенапряжения на вентилях.

Очевидно, значение Хк 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 р. Обычно в ВГ 2p≥8÷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 использоваться любой из рассмотренных ранее бесконтактных генераторов. Наилучшие показатели имеют ВГ на основе синхронных генераторов с вращающими выпрямителями (см. § 3.2). Такие генераторы обладают малыми полями рассеяния (соответственно малыми X_к) и хорошими массогабаритными показателями. При больших частотах вращения (*n*≥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.



Рис. 5.12. Конструкция ВГ

151

Генераторы с вращающимися выпрямителями широко применяют в ВГ, используемых в теплоэлектрических тяговых установках на тепловозах, мощных автомобильных установках и т. п., 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. 5.12. 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 $n=4500\div9000$ об/мин составляет $m \approx 1,3\div 1.4$ кг/кВт.

Хорошими показателями обладают ВГ на основе синхронных генераторов с постоянными магнитами, особенно с магнитами из редкоземельных материалов. Достоинством таких ВГ является возможность обеспечения малых значений $X_{\rm K}$ 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.

В высокооборотных установках ($n \ge 10\,000$ об/мин), работающих в сложных окружающих условиях (при повышенных температурах и пр.), ВГ может выполняться на базе БСГ с когтеобразными полюсами и внешнезамкнутым потоком. 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 $X_{\rm x}$ у таких генераторов относительно высокие.

Аналогичным образом ВГ могут реализовываться на базе БСГ внутризамкнутым потоком, торцовых БСГ и др. (см. § 3.2). Для некоторых применений при *n*≥12000 об/мин основой ВГ может быть индукторный генератор, обладающий простой конструкцией ротора. Однако величины X_к у индукторных генераторов существенно больше, чем у синхронных генераторов с вращающимися выпрямителями.

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 $1/k_{\rm nc}$ 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.

§ 5.3. БЕСКОНТАКТНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Принцип действия БДПТ. Бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ) является объединением полупроводникового инвертора и бесконтактного двигателя переменного тока с обмоткой якоря на статоре и магнитными полюсами на роторе. БДПТ принадлежит к классу вентильных двигателей, у которых комму-

тация тока в якорной обмотке осуществляется с помощью полупроводникового коммутатора. Помимо БДПТ к вентильным относятся двигатели постоянного и переменного тока (репульсионные) с обмотками на роторе, питаемыми через щеточный контакт.

Рассмотрим работу БДПТ, 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. 5.13). Инвертор *И* собирается на управляемых по-



Рис. 5.13. Схема бесконтактного двигателя постоянного тока

лупроводниковых элементах — тиристорах или транзисторах (для БДПТ малой мощности). Управление инвертором в наиболее простом варианте осуществляется системой управления СУ с помощью бесконтактных датчиков положения ротора ДПР. Помимо ДПР в БДПТ 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).

Пусть в момент t_1 ротор и связанный с ним поток возбуждения $\Phi_{\rm B}$ занимают положение, изображенное на рисунке, а ДПР включают соответствующие полупроводниковые элементы фазы Aи протекающий в катушке AA' ток $I_{AA'}$ создает поток $\Phi_A(t_1)$, направленный под некоторым углом к потоку $\Phi_{\rm B}$. Благодаря магнитным силам ротор начнет поворачиваться так, чтобы поток $\Phi_{\rm B}$ совпал с потоком $\Phi_A(t_1)$. Когда оси потоков $\Phi_{\rm B}$ и $\Phi_A(t_1)$ сблизятся, ДПР дают сигналы на переключение соответствующих элементов инвертора, благодаря чему возникает ток $I_{B'B}$ в фазе B, а ток $I_{AA'}$ исчезает. (Порядок индексов в обозначении тока соответст-

вует 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 $\Phi_{\mathbf{B}}$ и $\Phi_{\mathbf{B}}(t_2)$ по сигналу ДПР элементы инвертора опять переключаются. возникает ток Ісси в катушке фазы C, фаза B отключается, создается очередное скачкообразное перемещение Ф на 60° в положение $\Phi_{C}(t_{3})$, что приводит к дальнейшему повороту ротора, затем создается ток Ідга и т. д. Обычно на роторе БДПТ 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 БДПТ 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 п основан на изменении значения Фв (например, с помощью тока возбуждения, если в БДПТ имеются обмотки возбуждения). Если уменьшать Фв, сохраняя неизменным напряжение питания. то для поддержания требуемой ЭДС вращения двигатель ускорится до больших значений n. Третьим способом регулирования п является изменение угла опережения включения катушек на статоре по отношению к положению ротора.

Таким образом, в БДПТ имеется 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 БДПТ на базе теории синхронных машин.

В то же время при определенных условиях БДПТ по происходящим в них процессам близки к коллекторным двигателям постоянного тока. Поэтому в ряде случаев можно исследовать БДПТ по средним параметрам с использованием элементов теории классических машин постоянного тока, как это показано ниже.

Инвертирование тока в БДПТ. Инвертирование тока в БДПТ осуществляется с помощью известных инверторных схем, особенности работы которых определяются типом полупроводниковых элементов. В БДПТ малой мощности инвер-



Рис. 5.14. Трехфазный мостовой инвертор с машинной коммутацией

тор содержит транзисторы, работающие в ключевом режиме, которые включаются и отключаются от ДПР в нужные моменты времени. Инверторы на транзисторах, используемые для питания БДПТ, подробно рассмотрены в технической литературе. Для БДПТ 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 БДПТ обеспечивается в схемах с естественной коммутацией



Рис. 5.15. Временные диаграммы ЭДС (а) и токов (б-г) трехфазного мостового инвертора

(называемой также машинной коммутацией). Суть последней заключается в использовании ЭДС враше. ния, наводимой в якорных обмотках. для создания паузы тока в тиристорах. В тиристорных инверторах БДПТ может использовать. ся и искусственная коммутация, при которой пауза тока тиристорах создается с в помощью специальной электрической схемы.

Рассмотрим трехфазный мостовой инвертор тока на тиристорах C машинной коммутацией, широко используемый в силовых БДПТ. Его схема приведена на рис. 5.14, а временные диаграммы ЭДС и токов — на рис. 5.15. Под е_A, е_B, е_c, как и в выпрямителях, понимаются мгновенные фазные значения неискаженной ЭДС вращения (в точках за индуктивным сопротивлением коммутации, если смотреть со стороны зажимов двигателя, подключаемых к инвертору). Активные сопротивления обмоток не учитываются. Схема соединения вентилей соответствует полярности приложенного напряжения U_a : плюсовой зажим подключен к вентилям 1, 3, 5 анодной группы (рис. 5.14), минусовой—к вентилям 2, 4, 6 катодной группы. Положительные значения фазных ЭДС вращения e_A , e_B , e_C соответствуют положительным потенциалам средних точек моста инвертора. Потенциал нулевой точки якорной обмотки БДПТ будем считать нулевым.

Для того чтобы ток от внешнего источника поступал в якорь БДПТ, приложенное к входным зажимам инвертора внешнее напряжение u_d должно компенсировать линейные противо-ЭДС, наводимые в ОЯ. Входной ток инвертора сглаживается индуктивностью L_d .

Пусть на интервале $\vartheta_{0} - \vartheta_{1}$ ток течет через вентиль 1 фазы A и вентиль 2 фазы C (рис. 5.15). Протекание тока через тиристоры I и 2 обеспечивается тем, что потенциал e' верхнего зажима инвертора (общего анода) больше e_{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 e_{C} , поэтому к вентилю 2 также приложено прямое напряжение. Разность $u_{d} = e' - e''$ равна напряжению, приложенному извне 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 $u_{d}(t)$ 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 времени, когда напряжения в коммутирующих фазах становятся одинаковыми. Угол опережения β для инвертора и угол управления а для выпрямителя связаны очевидной зависимостью

$$\beta = \pi - \alpha. \tag{5.49}$$

Предположим, что в момент ϑ_1 , соответствующий определенному значению β , система управления подает сигнал на управляющий электрод вентиля 3 фазы B (рис. 5.15,a). Вентиль включается, так как в момент ϑ_1 к нему приложено прямое напряжение $e' - e_B \approx e_A - e_B$. Поскольку вентиль 1 при $\vartheta = \vartheta_1$ остается включенным, образуется короткозамкнутый контур: вентиль 3 фаза B — фаза A — вентиль 1. В контуре действует линейная противо-ЭДС $e_A - e_B$, под действием которой течет коммутационный ток $i_{\rm R}$, направленный навстречу току вентиля 1 (см. рис. 5.14). 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 3нарастает от нуля до I_d (рис. 5.15,6, e). В период коммутации γ , так же, как в выпрямительном режиме, напряжение на коммутирующих вентилях равно среднему значению, т. е. $u_{cp}=0.5(e_A+e_B)$, а потенциал e' анодного зажима практически совпадает с u_{cp} . По окончании коммутации и отключении вентиля 1 продолжает работать вентиль 3. Потенциал на анодном зажиме e' несколько больше e_B для покрытия внутренних падений напряжения.

После периода коммутации γ , когда ток в вентиле *I* упал до нуля, к нему в течение периода δ приложено обратное напряжение $e_A - e' \approx e_A - e_B$. Это создает требуемую для надежного отключения вентиля паузу тока. Очевидно,

$$\beta = \gamma + \delta. \tag{5.50}$$

Угол δ называется углом запаса запирающей способности вентиля. Он не должен быть меньше некоторой предельной величины δ_{np} . В противном случае ($\delta < \delta_{np}$) длительность паузы тока будет недостаточной для полного отключения тиристора, и так как за точкой пересечения кривых e_A и e_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 e_B . В момент ϑ_3 подается сигнал на вентиль 5, он включается и за счет коммутационного тока i'_{κ} (см. рис. 5.14) происходит переключение тока с вентиля 3 на вентиль 5, подобно переключению тока с вентиля 1 на вентиль 3. За точкой $\vartheta_3 + \gamma$ потенциал общего анода e' следует за e_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 e_c , поэтому в момент ϑ_2 к вентилю 4 приложено прямое напряжение $|e''|-|e_A|$ и он включается. В образовавшемся короткозамкнутом контуре вентиль 4— фаза A— фаза C вентиль 2 под действием напряжения e_c-e_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 e_A до точки ϑ_4 , когда подается сигнал на включение вентиля 6, и т. д.

Очевидно, что в коммутационный период мгновенные значения $u_d(t) = e' - e''$ уменьшаются и избыточная часть внешнего постоянного напряжения U_d падает на индуктивности L_d , запасающей электромагнитную энергию. В межкоммутационный период $u_d(t)$ 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 $e_L = -L_d(di_d/dt)$ достаточна для обеспечения требуемого отличия $u_d(t)$ от U_d .

Из временных диаграмм токов в фазах БДПТ, показанных на рис. 5.15,6, в, г, видно что токи i_A, i_B, i_C текут навстречу ЭДС

своих фаз. Это соответствует потреблению фазными обмотками электромагнитной мощности, т. е. работе устройства в двигательном режиме. Напомним, что в вентильных генераторах направление тока и ЭДС в фазах якорной обмотки совпадают (см. § 5.3). Из рис. 5.15,6, 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.



Рис. 5.16. БДПТ с искусственной коммутацией тиристоров Хотя использование машинной коммутации тиристоров под действием наводимой в обмотках ЭДС является простым и удобным, оно невозможно при пуске БДПТ, когда ЭДС в обмотках не наводится. Поэтому для обеспечения пуска БДПТ 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 БДПТ.

Как отмечалось выше, возможна постоянная работа БДПТ с искусственной коммутацией тиристоров, обеспечиваемой, например, с помощью коммутирующих конденсаторов. Одна из схем такого БДПТ приведена на рис. 5.16. Параллельно с фазными обмотками A, B, C включена батарея кон-

денсаторов 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' н образуется коммутационный контур, через который соответствующий конденсатор разряжается, создавая обратный ток в отключаемом главном тиристоре и прямой ток во включаемом главном тиристоре.

Для повышения надежности работы коммутирующих конденсаторов они могут заряжаться от специального вспомогательного источника.

В схемах БДПТ с искусственной коммутацией проблема запуска не возникает.

Рабочие процессы и основные характеристики БДПТ. Если предположить, что инвертор обеспечивает подачу на обмотку якоря БДПТ синусоидального напряжения и процессы коммутации в инверторе несущественны, то БДПТ будет подобен обычному синхронному двигателю, рассмотренному в § 1.2. Перестроим векторную диаграмму двигателя, показанную на рис. 1.8, согласно соотношению

$$\dot{U}_{\mu} = \dot{E}_{0} - jX_{d}\dot{I}_{d} - jX_{q}\dot{I}_{q}, \qquad (5.51)$$

где $U_{\rm A}$ — напряжение на зажимах двигателя, равное и противоположное приложенному напряжению сети $U_{\rm c}$, как это следует из (1.10), а остальные обозначения те же, что и в § 1.2. Соответствующая векторная диаграмма приведена на рис. 5.17,*a* (для случая опережающего тока). При неявнополюсном роторе мощность *P* и момент *M* такого двигателя с пренебрежимо малым активным сопротивлением обмотки якоря и $X_d \approx X_q$ практически равны значениям $P_{\rm BM}$ и $M_{\rm BM}$, определяемым по (1.7) и (1.8):

$$P \coloneqq (mE_0 U_{\mathcal{A}} \sin \theta) / X_d; \tag{5.52}$$

$$M = (m E_0 U_{\mathcal{A}} \sin \theta) / (\omega X_d). \tag{5.53}$$

Если инвертор автономный и частота инвертируемого тока поддерживается неизменной, то рассматриваемая система является механическим объединением преобразователя (инвертора) и



Рис. 5.17. Векторные днаграммы БДПТ, подобного синхронному двигателю (a), реального БДПТ (б) и диаграммы МДС и потоков для неявнополюсного (в) и явнополюсного (г) БДПТ

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* и *M* определяются значением угла нагрузки θ. Предельная точка механической характеристики соответствует предельному θ, превышение которого приводит к выпадению двигателя из синхронизма.

Основные особенности органического объединения инвертора и синхронного двигателя в БДПТ начинают проявляться тогда, когда инвертор не является автономным, а сигналы на переключение его полупроводниковых элементов поступают от системы управления в зависимости от положения ротора. Частота тока в обмотке якоря при этом, очевидно, 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 БДПТ большое влияние оказывает реакция якоря и коммутация вентилей.

Индуктивное сопротивление коммутации X_{κ} , очевидно, определяется теми же формулами (5.3)—(5.6), что и для ВГ. Значение угла коммутации у может быть найдено по формуле (5.11), в которой согласно (5.49) следует заменить а на π — β , а E_{Γ} на E_{Λ} , тогда

$$\cos\left(\beta - \gamma\right) = \cos\beta + \left[2I_d X_\kappa / (\sqrt{6}E_n)\right]. \tag{5.54}$$

Под ЭДС $E_{\rm d}$, очевидно, следует понимать действующее значение неискаженной ЭДС вращения двигателя, фиксируемое за сопротивлением $X_{\rm K}$ (со стороны выводных зажимов двигателя). Так же, как и в выпрямителе, увеличение потребляемого тока $I_{\rm d}$ приводит к росту γ . Согласно (5.50) минимальное значение угла опережения

$$\beta_{\min} = \gamma + \delta_{mp}. \tag{5.55}$$

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 (5.49)

$$U_d = -[(3\sqrt{6}/\pi)E_{\pi} \cos\beta + (3/\pi)X_{\kappa}I_d].$$
 (5.56)

Знак минус в правой части (5.56) соответствует тому факту, что напряжение U_d на входных зажимах инвертора (противо-ЭДС) препятствует протеканию тока от внешнего источника в цепи постоянного тока.

Значение *E*_д находится из векторной диаграммы на рис. 5.17,6 в соответствии с очевидным соотношением *:

$$\dot{E}_{d} = E_{o} - j (X_{d} - X_{\kappa}) \dot{I}_{d} - j (X_{q} - X_{\kappa}) \dot{I}_{q}, \qquad (5.57)$$

аналогичным (5.15). В качестве угла нагрузки для БДПТ берется угол θ между векторами E_0 и $E_{\rm A}$, так как при учете процессов коммутации нас интересует напряжение, развиваемое двигателем за сопротивлением $X_{\rm x}$ (со стороны выходных зажимов). Поэтому в БДПТ ЭДС $E_{\rm A}$ будет аналогом внешнего напряжения $U_{\rm A}$ Гобычного синхронного двигателя (рис. 5.17,*a*). Расположение векторов *I* и $E_{\rm A}$ на рис. 5.17,*b* определяется характером временных диаграмм инвертора на рис. 5.15, из которых следует, что первая гармоника тока двигателя (например, i_{B1}) большую часть времени находится в противофазе с соответствующей гармоникой ЭДС (например, $e_{\rm B}$) и сдвинута вперед (в сторону меньших ϑ) за счет угла опережения β . Приближенно можно считать, что угол между *I* и направлением $E_{\rm A}$ на векторной диаграмме составляет β —0,5ү (рис. 5.17,6).

Таким образом, БДПТ работает с опережающим током. Последнее хорошо согласуется с физической картиной, рассмотренной ранее для модели двигателя (см. рис. 5.13) и предполагающей включение катушек якоря с опережением по отношению к поло-

^{*} Обозначения I_d и I_d, как и ранее, соответствуют разным токам.

жению соответствующих полюсов ротора. Как известно, опережающий ток в синхронных двигателях создает продольную размагничивающую реакцию якоря (см. § 1.2), поэтому в БДПТ полный продольный магнитный поток заметно уменьшается, т. е. происходит размагничивание двигателя его рабочим током.

Как видно из рис. 5.17,6, фаза *I* по отношению к оси *q* с учетом (5.50) составляет $\theta + \delta + 0.5\gamma$. Для определения угла нагрузки θ можно воспользоваться рис. 5.17,*в*, на котором в соответствии с рис. 5.17,*б* построены векторные диаграммы МДС и потоков для неявнополюсного (рис. 5.17,*в*) и явнополюсного (рис. 5.17,*г*) БДПТ. В первом случае $F_{ad} = F_a \sin(\theta + \delta + 0.5\gamma)$ и $F_{aq} = F_a \times (\delta + \delta + 0.5\gamma)$; во втором случае $F'_{ad} = k_d F_a \sin(\theta + \delta + 0.5\gamma)$, $F'_{aq} = k_q F_a \cos(\theta + \delta + 0.5\gamma)$, где k_d и k_q — коэффициенты приведения МДС по осям *d* и *q* к обмотке возбуждения (см. § 1.2).

Приведенная МДС якоря F'_a для явнополюсного БДПТ сдвинута относительно оси q на больший угол, чем F_a , поскольку $k_d > k_q$. Используя простые геометрические соотношения, получаем для явнополюсного двигателя

$$tg \theta = k_q F_a \cos(\theta + \delta + 0.5\gamma) / [F_n - -k_d F_a \sin(\theta + \delta + 0.5\gamma)].$$
(5.58)

Для неявнополюсного БДПТ в (5.58) можно принять $k_d = k_q \approx 1$. По (5.58) можно найти θ для фиксированных F_a , F_B , δ и γ .

Характеристики БДПТ в большой степени определяются режимом работы инвертора. Возможны следующие режимы: а) $\beta =$ =const, т. е. сохраняется постоянным угол опережения относительно точек пересечения кривых фазных ЭДС E_{Λ} (рис. 5.15,*a*); б) $\beta_0 = \beta + \theta = \text{const}$, т. е. сохраняется постоянным угол опережения относительно точек пересечения кривых фазных ЭДС холостого хода (E_0); в) $\gamma_{cp} = \text{const}$, т. е. сохраняется постоянным средний угол коммутации.

В первом режиме используются датчики положения амплитуды полного потока БДПТ, определяющего фазу $E_{\rm A}$. Во втором режиме применяются датчики положения ротора (ДПР), поскольку фаза E_0 зависит только от положения полюсов ротора (осн d). Для третьего режима помимо датчиков положения амплитуды полного потока необходимо использовать датчики угла коммутации.

Система управления может обеспечивать сочетание перечисленных режимов, например: β =const, γ =const. При этом обеспечивается постоянство угла запаса инвертора $\delta = \beta - \gamma$, а также неизменность сдвига фаз \dot{E}_{Λ} и l, поскольку $\phi \approx \beta - 0.5\gamma$ =const. Если $\phi = \phi_{min}$ =const, то в рассматриваемом режиме БДПТ работает с наилучшим использованием по мощности, так как

$$P = mE_{\mathcal{I}}I\cos\varphi.$$

. . .

· • ; •

(5.59)

В частности, при φ =const может быть реализован режим с постоянной мощностью (*P*=const), важный для многих применений (например, для транспортных установок).

11-77

Определим характеристики БДПТ в этом режиме.

Из (5.54) следует, что при β =const, γ =const имеем $I_{d\omega}/E_{II}$ = =const. Приближенно I_d можно считать пропорциональным \overline{I} н. следовательно, I_{ω}/E_{π} =const. Но при φ =const согласно (5.59) $E_{\pi} I = \text{const.}$ $E_{\pi} \propto V \omega$, $I \propto 1/V \omega$. поэтому должно быть В свою очередь, при ненасыщенных магнитопроводах $E_{\rm H} \infty E_{\rm a}$. а ЭДС Ео пропорциональна току возбуждения Ів (предполагается, что двигатель имеет обмотку возбуждения) и скорости с. Поэтому имеем $I_{\omega} \propto \sqrt{\omega}$, т. е. $I_{\mu} \propto 1/\sqrt{\omega}$ Таким образом, в режиме P ==const система управления должна поддерживать постоянным угол в и изменять напряжение на двигателе прямо пропорционально, а ток возбуждения — обратно пропорционально V. 3aвисимость частоты вращения от момента ω(M) в этом случае явля-



Рис. 5.18. Зависимости параметров БДПТ от частоты вращения в режиме постоянной мощности (а) и механические характеристики БДПТ (б) ется параболой. Характеристики БДПТ в рассмотренном режиме показаны на рис. 5.18, а.

В общем случае форма основзависимости БДПТ ной $\omega(M)$ может варьироваться в широких пределах путем задания необходимых законов управления для β , E_{Π} и $I_{\rm B}$. Она может быть астатической, иметь положительный и отрицательный статизм, экстремумы и т. п., в зависимости от конкретных требований и реализующей их системы управления. В качестве примера на рис. 5.18.б приведены механические характеристики БДПТ при $I_{\rm B} =$ =const, $\beta_0 =$ const. Этому режиму соответствует наименьший по сравнению с другими способами регулирования рабочий зазор в двигателе, что обеспечивает ero хорошие массогабаритные показатели. Кривые ω(M) располагаются тем выше, чем больше **β**ρ. Это можно объяснить тем, что e ростом во ток становится все более опережающим по отношению к напряжению на двигателе И

размаѓничивающая реакция якоря увеличивается. Из-за снижения суммарного магнитного потока частота вращения БДПТ увеличивается, чтобы ЭДС вращения могла скомпенсировать приложенное напряжение. При β_0 — const значение ω падает с ростом M тем сильнее, чем больше $X_{\rm R}$. Увеличение M, как правило, сопровождается ростом тока двигателя и соответственно увеличением угла γ . Так

как β_0 = const, рост у приводит к снижению угла запаса δ инвертора. При некотором M имеем $\delta = \delta_{np}$ и инвертор работает на пределе устойчивости. Соответствующие ему границы обозначены на рис. 5.18, δ штрихпунктирными линиями.

Если система управления поддерживает неизменным угол запаса $\delta = \beta - \gamma$, то обеспечивается оптимальный режим по надежности инвертирования. При этом механические характеристики приобретают нарастающий характер, как показано пунктиром на рис. 5.18,6. Вид пунктирных кривых объясняется тем, что с ростом M и тока двигателя увеличивается угол γ . Поэтому для поддержания $\delta = \beta - \gamma = \text{сопst}$ необходимо увеличивать β . Последнее «уводит» вперед первую гармонику тока и усиливает размагничивающую реакцию якоря. Снижение потока вызывает рост ω для обеспечения необходимого значения ЭДС вращения, компенсирующей приложенное напряжение. Работа БДПТ в режиме $\delta = \text{сопst}$ может быть неустойчивой из-за возрастающего характера кривой $\omega(M)$.

Зависимости между основными осредненными электромагнитными и механическими показателями БДПТ 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 противо-ЭДС в пренебрежении внутренними падениями напряжения определится интегрированием разности (e'-e'') по времени (см. рис. 5.15,*a*).

Если учесть, что кривые \hat{e}' и e'' образованы фазными ЭДС вращения e_{Φ} во внекоммутационный период и средними значениями смежных фазных ЭДС в период коммутации, а согласно (1.3)

$$e_{\Phi}(t) = \pi \sqrt{2} k_{o} \omega f \Phi, \qquad (5.60)$$

где Φ — полный максимальный поток (с учетом реакции якоря), то после интегрирования (e'-e'') по времени и преобразований получим

$$E_{\mathrm{H \, cp}} = C_{\mathrm{s}} k_{\mathrm{s}} \Phi n, \qquad (5.61)$$

где

11≉

$$C_e = \pi p N k_0 / (\sqrt{3} \, 60); \tag{5.62}$$

$$k_{\rm H} = (3/\pi)\cos(\delta + 0.5\gamma)\cos 0.5\gamma \tag{5.63}$$

 коэффициент инвертирования; р — число пар полюсов; N число проводников обмотки якоря; п — частота вращения (об/мин).

Пусть в цепи якоря двигателя имеется некоторое эквивалентное активное сопротивление R_a . Тогда уравнение напряжений для двигателя запишется в виде

$$U_{\mathfrak{A}} = E_{\mathfrak{A} \, \mathfrak{e} \mathfrak{p}} + I_{\mathfrak{A}} R_{\mathfrak{a}}, \tag{5.64}$$

где *U*д равно приложенному напряжению; *I*д — среднее значение потребляемого двигателем тока.

168

С учетом (5.61) получаем

$$n = (U_{\mathcal{I}} - I_{\mathcal{I}} R_a) / (C_e k_{\mathfrak{n}} \Phi).$$
(5.65)

Мощность БДПТ

$$P = E_{\pi \text{ ep}} I_{\pi}.$$
(5.66)

Соответственно с учетом
$$(5.61)$$
 момент
 $M = P/\omega = C_M k_{\rm H} \Phi I_{\rm A},$ (5.67)

где

$$C_M = pN/(2\sqrt{3}). \tag{5.68}$$

Формулы (5.61), (5.65) и (5.67) подобны аналогичным формулам коллекторных двигателей постоянного тока. Специфика БДПТ для записанных выражений проявляется в наличии коэффициента $k_{\rm H}$ и использовании полного потока Ф с учетом реакции якоря, которая, каж показано выше, приводит к существенному размагничиванию машины. Если реакция якоря проявляется слабо, то БДПТ по протекающим в нем процессам ближе к коллекторному двигателю постоянного тока, чем к синхронному двигателю.

Как следует из (5.65) и (5.63), частоту вращения БДПТ можно регулировать, изменяя напряжение питания, активное сопротивление в цепи якоря, ток возбуждения и угол опережения инвертора $\beta = \delta + \gamma$. Первые три способа такие же, как для коллекторных двигателей постоянного тока, четвертый является специфическим для БДПТ.

В БДПТ малой мощности (до сотен ватт) реакция якоря и коммутация не играют существенной роли, и анализ таких двигателей существенно упрощается. Поскольку активное сопротивление обмотки якоря *R* в маломощных двигателях играет существенную роль, уравнение напряжений для них согласно (1.10) записывается в виде

$$\dot{U}_{c} = -\dot{E} + jX_{ad}\dot{I}_{d} + jX_{aq}\dot{I}_{q} + jX_{\sigma a}\dot{I} + R\dot{I}, \qquad (5.69)$$

где U_c — напряжение сети.

В БДПТ малой мощности (до сотен ватт) реакция якоря и стоянными магнитами без развитых полюсных наконечников, поэтому можно принять $X_{ad} \approx X_{aq} = X_a$ и переписать (5.69) в виде

$$\dot{U}_{c} = -\dot{E}_{0} + jX_{a}I_{d} + jX_{a}I_{q} + jX_{\sigma a}I + RI.$$
(5.70)

На рис. 5.19, а построена типичная векторная диаграмма маломощного БДПТ согласно (5.70), для которого падение напряжения на продольном индуктивном синхронном сопротивлении (X_aI_d) невелико. Электромагнитная мощность фазы БДПТ

$$P_{\text{BM}} = E_0 I \cos \psi. \tag{5.71}$$

С учетом геометрических соотношений, вытекающих из рис. 5.19, а, имеем

$$P_{\mathfrak{M}} = [E_0/(X^2 + R^2)] [U_c(R\cos\theta + X\sin\theta) - E_0R], \quad (5.72)$$
$$X = X_a + X_{\sigma a}.$$

где 164 Соответственно электромагнитный момент

$$M_{\mathfrak{s}\mathfrak{M}} = m P_{\mathfrak{s}\mathfrak{M}}/\omega. \tag{5.73}$$

Противо-ЭДС E₀ выражается согласно (1.3) через поток индуктора Ф_в

$$E_{\rm o} = \pi \sqrt{2} f k_{\rm o} \omega \Phi_{\rm B}. \tag{5.74}$$

Поскольку $f = p\omega/(2\pi)$, имеем

$$E_0 = k p \omega \Phi_{\rm B}, \qquad (5.75)$$

где $k = k_0 \omega / \sqrt{2}$, и согласно (5.72) и (5.73) $M_{\text{SM}} = [mpk\Phi_B / (X^2 + R^2)] [U_c (R \cos \theta + X \sin \theta) - kp_\omega \Phi_B R].$ (5.76)



Рис. 5.19. Векторная диаграмма БДПТ малой мощности (a), его механические характеристики при различных индуктивностях якоря (б) и при регулировании напряжения с помощью ШИМ (a)

Пусковой момент БДПТ, когда $\omega = 0$ и X=0, определится выражением

$$M_{\rm PM,n} = (mpk\Phi_{\rm B}U_{\rm c}\cos\theta)/R. \tag{5.77}$$

Для получения максимального $M_{\text{эм.м}}$ обычно с помощью ДПР устанавливают $\theta = 0$. Поэтому окончательно получаем следующую формулу для момента БДПТ:

$$M_{\rm PM} = [mpk\Phi_{\rm B}R/(X^2 + R^2)] (U_{\rm c} - kp_{\rm W}\Phi_{\rm B}).$$
(5.78)

Если индуктивное сопротивление якоря X много меньше его активного сопротивления R, то зависимость между $M_{\rm 3M}$ и ω носит линейный характер, как и для коллекторных двигателей постоянного тока с независимым возбуждением. Если же индуктивность якоря L проявляется заметно, то значение $X=2\pi \int L = p\omega L$ соизмеримо с R. Наличие в знаменателе (5.78) слагаемого, пропорционального ω^2 , делает зависимость $M_{\rm 3M}$ от ω нелинейной.

На рис. 5.19,6 приведены механические характеристики БДПТ малой мощности, построенные согласно (5.78) при различных L. При увеличении L кривая $\omega(M)$ становится более вогнутой, хотя точки ее пересечения с осями сохраняются. Последнее связано с тем, что $M_{\text{эм.п}}$ не зависит от L, поскольку при пуске $\omega=0$ и X=0, а точка ω_0 соответствует $M_{\text{эм}}=0$, и, следовательно, согласно (5.78) $\omega_0=U_c/kp\Phi_B$ не зависит от L. Регулируют БДПТ малой мощности с помощью широтно-импульсной модуляции напряжения питания. При этом с помощью транзисторных ключей напряжение подается на каждую фазную обмотку БДПТ в виде последовательности импульсов регулируемой ширины с определенным отношением длительности импульса $t_{\rm H}$ к длительности шага между импульсами *T*. Тогда для заданного $t_{\rm H} = t_{\rm H}/T$ среднее подведенное к фазе двигателя напряжение $U_{\rm CD} = U t_{\rm H}$, где U — исходное напряжение.

Механические характеристики в этом случае по-прежнему определяются (5.78) с заменой U_c на U_{cp} . Вид характеристик при различных \tilde{t}_{μ} показан на рис. 5.19,*в*.



Рис. 5.20. Индукционный датчик положения ротора

В БДПТ небольшой мощности, как отмечалось выше, используются инверторы на транзисторах, например трехфазный мостовой инвертор. Его отличие от аналогичного тиристорного инвертора (см. рис. 5.14) 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 осуществляется от системы управления по сигналам от ДПР. Для маломощных БДПТ также применяют более сложные схемы инверторов — тиристорно-транзисторного типа, позволяющие улучшить качество инвертирования тока (см. ниже).

Если в БДПТ 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 $B_{\rm M \, opt}$ и $H_{\rm M \, opt}$ согласно рис. 2.12 (см. § 2.6).

Особенности конструктивного исполнения и области применения БДПТ. Специфическим элементом БДПТ 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. 5.20. ДПР 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 счстемы. 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 тиристоров инвертора.

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 (/=5-10 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. Врашающееся магнитное поле. созданное первичной обмоткой, периодически искажается за счет несимметрии сердечника ротора и в выходной обмотке наводится напряжение ивых с частотой f 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 ивых, 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 системой управления, посылающей сигналы на управляющие электроды тиристоров.

Для БДПТ 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 БДПТ используются датчики нагрузки, сигнал которых пропорционален току якоря. Измеряемыми параметрами могут быть также углы коммутации γ и запаса δ . Угол γ фиксируется с помощью трансформаторов тока в фазах двигателя, реагирующих на изменения тока в течение периода коммутации. Угол δ 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, фотодиодов, фоторезисторов и других устройств.

Конструкция собственно двигателя реализуется на базе любой из описанных ранее конструкций бесконтактных машин переменного тока. В маломощных БДПТ, а также в некоторых типах БДПТ с мощностями до нескольких киловатт и даже десятков киловатт могут использоваться различные варианты конструктивного исполнения бесконтактных машин с постоянными магнитами (см. § 2.8). Особенно перспективным представляется применение в БДПТ индукторов с высокоэнергетическими редкоземельными постоянными магнитами. Недостаток таких БДПТ — высокая стоимость и невозможность регулирования потока возбуждения.

БДПТ с постоянными магнитами широко используются в маломощных приводах, системах звукозаписи, медицинской аппаратуре и т. п. Ведутся разработки таких БДПТ мощностью 10---20 кВт для электромобилей, электроприводов летательных аппаратов и т. п. В частности, использование БДПТ 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 является одной из важных проблем авиационной электроэнергетики.

В мощных БДПТ (от сотен киловатт и выше), где вопросы регулирования особенно важны, используются бесконтактные синхронные двигатели с встроенным возбудителем и вращающимся выпрямителем (см. § 3.2). Такие БДПТ 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.

БДПТ 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 БДПТ имеют индукторные двигатели, особенно двигатель с двойным аксиальным зазором (см. § 3.4). Удельные массы БДПТ заметно превышают удельные массы используемых в них базисных двигателей переменного тока из-за наличия инвертора и системы управления. При мощностях 10—100 кВт удельные массы (с учетом инвертора) имеют порядок 3—4 кг/кВт.

В целом можно считать, что БДПТ является одним из наиболее перспективных типов электрических двигателей, которые внедряются в самые разнообразные области техники быстро нарастающими темпами.

Особенно перспективны БДПТ 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 аккумуляторамяит.п.).

Для улучшения массогабаритных и энергетических показателей БДПТ и автономных энергоустановок в целом рационально использовать в них повышенное напряжение постоянного тока (250—400 В).

В качестве примера рассмотрим более подробно БДПТ для следящего электропривода, разработанный в МАИ под руководством канд. техн. наук 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 лвигателя 2,3 кг, масса инвертора и блока управления 2 кг. Двигатель содержит на статоре



Рис. 5.21. Конструкция БДПТ мощностью 500 Вт

якорь с трехфазной обмоткой 1 (рис. 5.21), питаемой от инвертора, и четырехполюсный индуктор на роторе, состоящий из призматических радиально намагниченных магнитов 2 из материала КС-37 А (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 оребрен для лучшего теплоотвода. На боковом щите расположен блок ДПР 7 типа бесконтактного торцового сельсина. Питание двигателя осуществляется от тиристорно-транзисторного инвертора (рис. 5.22). Он содержит тиристоры Т1-Т6, зашунтированные диодами Д1-Д6, 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 К1-К6, содержащих оптроны О для гальванической развязки цепей, а затем подаются на управляющие электроды тиристоров, включая их в последовательности, соответствующей рис. 5.15. Паузы тока в тиристорах для их отключения в нужные моменты

169,

времени создаются с помощью транзисторных ключей *T7* и *T8*, через которые подается питание на анодную и катодную группы тиристоров. 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 постоян-



Рис. 5.22. Тиристорно-транзисторный инвертор

ного 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 инобладает вертора преимуществами перед чисто тиристорными или чисто транзисторными схемами. первом случае схема В **усложняется из-за допол**нительных индивидуальных цепей отключения тиристоров, во втором случае возрастает число относительно сложных усилительных каскадов типа К7 и, кроме того, возра-



Рис. 5.23. Рабочие (a) и механическая (б) характеристики БДПТ мощностью 500 Вт

стает 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. 5.23 приведены основные характеристики двигателя. В БДПТ с постоянными магнитами на роторе наилучшее энергетическое использование магнитов обеспечивается при таких конструктивных исполнениях, когда удовлетворяются оптимальные соотношения между значениями магнитных проводимостей Λ_{δ} , * $\Lambda_{\rm RH}$, Λ_{σ} (см. § 2.6).

Актуальной в настоящее время является реализация беспазовых конструкций БДПТ с постоянными магнитами на роторе, изготовленными на основе редкоземельных материалов (см. § 2.8). Однако переход к беспазовым конструкциям БДПТ рационален не всегда и его целесообразность требует расчетного обоснования при разработке конкретных вариантов двигателей с учетом условий работы и требований технического задания. Как уже отмечалось, одной из главных проблем в беспазовой конструкции является крепление обмотки якоря, непосредственно воспринимающей электромагнитные усилия, которые могут быть значительными при мощностях БДПТ свыше 1 кВт. Кроме того, из-за увеличения объема постоянных магнитов в беспазовой конструкции возрастает днаметр ротора и его момент инерции, что ухудшает динамические показатели БДПТ.

ГЛАВА 6

АСИНХРОННЫЕ И КАСКАДНЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

§ 6.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Асинхронные БЭМ включают в себя один из наиболее распространенных типов электромеханических преобразователей энергии — асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутой обмоткой ротора. Как было показано в гл. 1, такой двигатель является бесконтактным и имеет наиболее простое по сравнению с большинством электрических машин конструктивное исполнение. Надежность асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором выше, чем у большинства остальных электрических машин. Эти качества предопределили широкое использование АД в самых различных областях техники — от мощных электроприводов транспортных установок до миниатюрных исполнительных механизмов систем управления. Благодаря своей простоте и надежности АД могут применяться в сложных окружающих условияхпри 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 соя ф.

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.

Как отмечалось в гл. 1, асинхронная машина может работать в генераторном режиме. Хотя в настоящее время асинхронные генераторы не получили широкого распространения, они начинают интенсивно изучаться 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. Особым достоинством АГ является 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 асинхронных генераторов 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 использовать конденсаторное самовозбуждение в автономных энергоустановках, а также со сложностью стабилизации частоты и напряжения.

К асинхронным БЭМ могут быть отнесены 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°С 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 асинхрокного генератора.

Разновидностью асинхронных машин являются 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.

§ 6.2. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Асинхронные двигатели — один из наиболее изученных типов электрических машин. Их исследованию посвящено большое число фундаментальных учебников, монографий и статей. Поэтому в гл. 1 и ниже изложены 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 бесконтактных модификациях асинхронной машины.



Рис. 6.1. Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (а) и его роторная обмотка (б)

Типичная конструкция АД с короткозамкнутым ротором показана на рис. 6.1. На/статоре размещена распределенная трехфазная первичная обмотка/1 в пазах шихтованного цилиндрического сердечника 2, а на роторе в пазах шихтованного сердечниќа 3 расположена вторичная короткозамкнутая обмотка. состояшая из продольных мелных или алюминиевых стержней 4 И боковых короткозамыкающих колец 5, снабженных вентиляционными выступами 6. Ha рис. 6.1,б отдельно показана роторная обмотка.

Сопоставление рис. 6.1 с другими рисунками, на которых приведены конструкции различных БЭМ, убеждает в предельной простоте асинхровной машины по сравнению с другими БЭМ.

Процессы в АД описываются уравнениями (1.22)—(1.35) и схе-

мами замещения, показанными на рис. 1.12. На рис. 6.2, а приведена векторная диаграмма АД, соответствующая уравнениям (1.28). Ее построение рационально начинать с вектора магнитного потока Ф, сцепленного с первичной и вторичной обмотками. Поток Ф создается суммарным намагничивающим током I_{μ} . Некоторое отставание по фазе Ф от I_{μ} связано в основном с действием вихревых токов и эффектами перемагничивания в стальных шихтованных сердечниках. Эти эффекты играют роль инерционных факторов, задерживающих изменение Ф во времени по отношению



Рис. 6.2. Векторная диаграмма АД с короткозамкнутым ротором (a), его механическая (б) и рабочие (в) характеристики

174

к /µ. Под действием Ф в обмотках наводятся ЭДС É1 и É'2= $= E_1$, отстающие, как обычно, от Φ на $\pi/2$. Под действием E'_2 в обмотке ротора течет ток l'_2 , отстающий по фазе от E'_2 на угол Ф2 из-за индуктивного сопротивления вторичной цепи. Согласно схеме замещения, изображенной на рис. 1.12, а,

$$\cos \psi_2 = \frac{\langle R'_2 / s \rangle}{\sqrt{(R'_2 / s)^2 + (X'_2)^2}}.$$
 (6.1)

Ток I'_2 определяется вторым уравнением (1.28), по которому стронтся векторная диаграмма вторичной цепи (рис. 6.2,а),

После нахождения И 2 строится вектор тока І, по третьему уравнению (1.28), а затем по первому уравнению (1.28) определяется первичное напряжение U1. Если нагрузочный момент M на валу АД меняется, то должен меняться электромагнитный момент, определяемый (1.32), что обеспечивается изменением скорости ротора и скольжения s. При этом меняются l'2, соз ф2, l1, соз ф и потребляемая двигателем мощность $P_1 = mU_1I_1 \cos \varphi$.

Эффективным инструментом для анализа АД является круговая диаграмма асинхронной машины (см. рис. 1.14). Так, напри-мер, если из точки а на диаграмме, соответствующей рабочему режиму АД, опустить перпендикуляр на горизонталь, проходящую через точку 0, и зафиксировать точки пересечения перпендикуляра с линиями АВ и АБ, то отрезки аб, ав и аг в соответствующем масштабе дают значения подведенной P₁, электромагнитной P_{эм} и полезной механической P₂ мощностей. Поэтому горизонтальная линия, проходящая через точку 0, называется линией электрической мошности, линия АВ — линией электромагнитной мощности, линия АБ — линией механической мощности. Отношение аг/аб характеризует КПД двигателя. Скольжение двигателя может определяться как отношение отрезков s=гв/ав. Поскольку отрезок гв мал. точность нахождения s таким методом низкая и обычно на диаграмме проводятся дополнительные построения, позволяющие определить s с необходимой точностью по специальной шкале скольжения.

Типичная механическая характеристика n(M) асинхронного двигателя приведена на рис. 6.2,6. Она получается простым перестроением кривой M_{эм}(s) на рис. 1.13 с учетом M ~M_{эм}, s = $= (n_1 - n)/n_1$, (где n_1 - частота вращения потока) и содержит характерные точки: $n=0, M=M_{\pi}$ (режим пуска); $n=n_m, M=M_{max}$ (режим максимального момента); $n = n_{\text{ном}}, M = M_{\text{ном}}$ (номиналь-ный режим). Обычно $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} \approx 1,7 \div 3$.

Рабочий участок механической характеристики АД соответствует верхней части кривой n(M), которая имеет приблизительно линейный падающий характер.

У бесконтактных АД с короткозамкнутым ротором при пуске s=1, сопротивление вторичной цепи в схеме замещения минимальное и потребляемый из сети пусковой ток Іл существенно превышает номинальный ток Іном. Обычно Іп/Іном~4--7. Кроме того, пусковой момент М_п может быть существенно меньше максимального М_{тах}. 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 М_{тах} в сторону больших скольжений (см. рис. 1.13). Поэтому пусковой момент в глубокопазных АД увеличивается, а пусковой ток - снижается. После разгона АД скольжение у и частота в роторе снижаются, действие поверхностного эффекта прекращается и ток течет по всему сечению проводника ротора. При этом R'2 уменьшается и М_{тах} смещается в сторону меньших 's, чем достигается повышение Мном. Приближение $M_{\rm m}$ и $M_{\rm max}$ может достигаться в АД со сплошным массивным ротором (см. § 6.5).

На рис. 6.2, 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 (1.35).

Типичные параметры АД с короткозамкнутым ротором единой серии 4А приведены в табл. 6.1.

Т	а	б	Л	и	Ц	а	6.1	
---	---	---	---	---	---	---	-----	--

Тни	Р., кВт	<i>п</i> 1/ <i>п</i> , об/мин	кпи. %	cosợ	M _{max} M _{HOM}	M _{II} M _{HOM}		<i>т</i> * кг/кВт
4A80A2y3 4A132M2y3 4A280S2y3 4A315M2y3 4A355M2y3 4A80B4y3 4A80B4y3 4A280S4y3 4A355M4y3 4A90L6y3 4A315S6y3	1,5 11 200 315 1,5 110 315 1,5 110	3000/2850 3000/2900 3000/2970 3000/2970 1500/1415 1500/1415 1500/1485 1000/935 1000/985	81 88 91 92,5 93 77 92,5 94,5 75 93	0,85 0,9 0,89 0,9 0,91 0,83 0,9 0,92 0,74 0,9	2,6 2,8 2,2 2,2 1,9 2,2 2,2 2,2 2,2 2,2	2,1 1,7 1,2 1,2 1 2 1,2 1,2 1,2 1,2 1,4	6,5 7,5 7 7 5,5 5,5 4,5 6,5	11,6 8,45 7,36 5,65 5,3 13,6 7,36 5,3 19,13 9,14

При увеличении синхронной частоты вращения до (12÷24)× ×10³ об/мин удельная масса АД может быть снижена до 1— 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 (100-300) · 10³ об/мин. Конструктивное исполнение таких двигателей имеет ряд особенностей, связанных, в частности, с заменой подшипников газовыми опорами и т. п.

-176

; 6.3. АСИНХРОН̀ҢЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Если ротор асинхронного двигателя ускорить с помощью знешнего привода до частоты вращения, превышающей частоту зращения магнитного потока, т. е. осуществить условие $n > n_1$, го скольжение $s = (n_1 - n)/n_1$ станет отрицательным и машина перейдет в режим асинхронного генератора (АГ). При этом в первичной обмотке генерируется активная мощность, передаваемая нагрузкам, соединенным с первичной цепью. Упрощенно работу АГ можно объяснить следующим образом. Ток в коротко-

замкнутой 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 два основных способа включения АГ: на сеть большой мощности и на автономную нагрузку. При работе параллельно с мощной сетью АГ описывается системой уравнений (1.28) и схемами замещения, показанными на рис. 1.12. Отличие от двигательного режима заключается в том, что s < 0 и соз $\psi_2 < 0$ согласно (6.1). Последнему условию удовлетворяет угол $\psi_2 > \pi/2$, поэтому векторная диаграмма АГ, соответствующая схеме, данной на рис. 1.12, а, приобретает вид, представленный на $\begin{array}{c}
 j_{x_{1}}i_{1} \\
 \dot{i}_{1} \\
 \dot{i}_{2} \\
 \psi_{2} \\
 \psi_{2} \\
 \dot{i}_{4} \\
 \dot{i}_{1} \\
 \dot{i}_{2} \\
 \dot{\psi}_{2} \\
 \dot{i}_{4} \\
 \dot{i}_{1} \\
 \dot{i}_{1} \\
 \dot{i}_{2} \\
 \dot{i}_{2} \\
 \dot{j}_{2} \\$

Рис. 6.3. Векторная диаграмма асинхронного генератора, работающего на сеть большой мощности

рис. 6.3. 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 действительная ЭДС в роторе меняет 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. 6.2, *a*). В режиме АГ имеем $\varphi > \pi/2$, $\cos \varphi < 0$ и $P = mU_1I_1 \cos \varphi < 0$, т. е. активная мощность машины меняет знак и, следовательно, не потребляется (как в АД), а вырабатывается машиной. Этот факт отмечался ранее при построении кругсвой диаграммы асинхронной машины (см. рис. 1.14). В то же время реактивная мощность машины $Q = mU_1I_1 \sin \varphi$ 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. 1.14) лежат на нижней дуге АВ основной окружности (например, точка *a'*). Проводя из точки *a'* вертикаль и фиксируя точки пересече-12—77 177 ния с линиями электрической и механической мощностей, наха дим отрезки a'б и a'г, характеризующие, соответственно, поле ную (электрическую) и подведенную (механическую) мощност АГ. Отношение a'б/a'г определяет КПД генератора.

При работе совместно с мощной сетью первичное напряжени АГ и частота тока в его первичной обмотке заданы и неизменнь Основным недостатком АГ, работающим на сеть и потребляк



Рис. 6.4. Схема асинхронного генератора, работающего на автономную нагрузку (a), схема его замещения (б) и преобразованная схема замещения (a) щим из сети значительную р активную мощность Q, явля - ется относительно низкое зна чение сос ф по сравнению, на пример, с синхронными гене раторами.

Рассмотрим теперь работ АГ на автономную нагрузк с активно-индуктивным сопрс тивлением $Z_{\rm H} = R_{\rm H} + j X_{\rm H}$. В дан ном случае реактивная мощ ность, необходимая для созда ния изменяющегося во време ни магнитного поля, не може забираться из сети, а должна вырабатываться специальным источником. Обычно им явля-

ется батарея конденсаторов с фазной емкостью C, включаемых параллельно с $Z_{\mathbf{H}}$ (рис. 6.4,a).

Схема замещения АГ с автономной нагрузкой (рис. 6.4,6) отличается от обычной схемы замещения асинхронной машины, показанной на рис. 1.12,*a*, тем, что входные зажимы машины подключаются не к сети, а к нагрузке $Z_{\rm H}$ и емкостному сопротивлению $X_{\rm c}=1/(\omega C)$.

Для удобства анализа объединим Z_н и X_c в одну внешнюю ветвь с активным R_{вн} и реактивным X_{вн} сопротивлениями:

$$R_{\rm BH} = R_{\rm H} X^2 {}_{\rm C} / [R^2_{\rm H} + (X_{\rm H} - X_{\rm C})^2]; \qquad (6.2)$$

$$X_{\rm BH} = -X_{\rm C} [R^2_{\rm H} + X_{\rm H} (X_{\rm H} - X_{\rm C})] / [R^2_{\rm H} + (X_{\rm H} - X_{\rm C})^2].$$
(6.3)

Преобразованная схема для случая $R_{\rm M} \ll X_{\rm M}$, что обычно реализуется в АГ, приведена на рис. 6.4,*в*.

Схема замещения позволяет объяснить работу АГ на автономную нагрузку с общих физических позиций. Из рис. 6.4, в следует, что первичная цепь АГ подобна колебательному LC-контуру с активным сопротивлением $R_{\rm BH}+R_1$. 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 $R_{\rm BH}+R_1$ и схема замещения превращается в идеальный LC-контур без потерь с незатухающим током. Другими словами, активная мощность, забираемая сопротивлением $R_{\rm BH}+R_{\rm I}$, компенсируется мощностью, вводимой в LC-контур из ветви с отрицательным сопротивлением R'_2/s . Следует заметить, что 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.

Первичное возбуждение АГ обеспечивается остаточным магнитным потоком Фост в роторе.

Рассмотрим качественно процесс самовозбуждения АГ при холостом ходе, считая $Z_{\rm H} \rightarrow \infty$; $s \rightarrow 0$; R_1 , $R_{\rm M} \ll X_1$, $X_{\rm M}$. В этом слу-

чае на схеме (рис. 6.4,6) остается контур, состоящий из индуктивного $X_1 + X_{\rm M}$ 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. 6.5,a), из-за насыщения стальных сердечников и увеличения k_{μ}

(1.29). Вначале под действием ЭДС Есст, наводимой в Фост, в контуре возникает ток Io 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 Io можнопояснить с помощью векторной диаграммы (рис. 6.5,б). Под действием **Е**ост в первичной цепи начинает течь ток, который благодаря емкости имеет существенную емкостную составляющую Ioc, опережающую Eocr на n/2. Под действием Ioc создается поток Ф, направленный так же, как и Фост, т. е. происходит подмагничивание машины; ЭДС Е увелиичвается, ток Іос возрастает и так до тех пор, пока не будет достигнут установившийся режим (точка А на рис. 6.5,а). Ясно, что для самовозбуждения АГ необходимо, чтобы наклон линейной части кривой $U_L(I_0)$ превышал наклон линии $U_C(I_0)$, откуда следует условие самовозбуждения:

$$X_1 + X_{\mathrm{M}} > X_c. \tag{6.4}$$

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 AГ:

$$C = 1/[2\pi f(X_1 + X_M)].$$

(6.5) .1791



Рис. 6.5. Вольт-амперные характеристики (а) и векторная диаграмма (б), поясняющие процесс самовозбуждения асинхронного генератора

12*

Строгий анализ нестационарных процессов в АГ, в том числ процессов его самовозбуждения, может проводиться в координа тах α и β с использованием уравнений (1.35).

Параметры АГ определяются с помощью схемы замещения по методу проф. В. А. Балагурова. Считая на схеме (см. рис. 6.4, в) ток I_1 контурным током в первичной цепи, а ток I'_2 — контурным током во вторичной цепи, согласно методу контурных токов теории цепей имеем:

$$[R_{\rm BH} + R_1 + j(X_{\rm BH} + X_1 + X_{\rm M})]I_1 + jX_{\rm M}I_2 = 0;$$

$$jX_{\rm M}I_1 + [(R'_2/s) + j(X'_2 + X_{\rm M})]I'_2 = 0.$$
(6.6)

Эта однородная система имеет ненулевое решение относительно токов I_1 и I'_2 при условии:

$$\det \begin{vmatrix} R_{\rm dH} + R_{\rm I} + j(X_{\rm DH} + X_{\rm I} + X_{\rm M}) & jX_{\rm M} \\ jX_{\rm M} & [(R'_{\rm 2}/s) + j(X'_{\rm 2} + X_{\rm M})] \end{vmatrix} = 0,$$

откуда после разделения действительной и мнимой частей следует:

$$\begin{array}{l} (R'_{2}/s) \left(R_{BH} + R_{1}\right) - \left(X'_{2} + X_{M}\right) \left(X_{BH} + X_{1} + X_{M}\right) + X^{2}_{M} = 0; \\ (R'_{2}/s) \left(X_{BH} + X_{1} + X_{M}\right) + \left(R_{BH} + R_{1}\right) \left(X'_{2} + X_{M}\right) = 0. \end{array}$$

$$(6.7)$$

Значит, при работе АГ с заданной частотой вращения *n* частота *f* в первичной цепи и соответственно *s* устанавливаются



Рис. 6.6 Модификация схемы замещения асинхронного генератора

такими, что удовлетворяется система (6.7) и АГ устойчиво генерирует электрическую мощность в нагрузку.

Систему, аналогичную (6.7), можно получить несколько иным путем, обладающим хорошей физической наглядностью. Схема замещения, данная на рис. 6.4, *б*, с помощью несложных преобразований приводится к виду, представленному на рис. 6.6. Преобразованная схема содержит четыре параллельные

ветви: две с активными $R'_{\rm H}$ и R'(s) и две с реактивными X'_{C} и $X'_{L}(s)$ сопротивлениями. Для осуществления режима незатухающего резонанса токов с схеме, очевидно, должны выполняться условия:

$$R'_{\rm B} + R'(s) = 0; X'_{\rm C} + X'_{\rm L}(s) = 0,$$
 (6.8)

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 эквивалент-
ной схеме, включающей помимо цепи нагрузки и конденсаторной батареи цепи объединенных статорных и роторных обмоток генераторов.

Параметры АГ определяют с помощью системы (6.7) следующим образом. Если X_1 , $X_{\rm BH}$, $R_{\rm BH}$, R_1 , X'_2 известны, то из (6.7) на-

ходят $R'_{2/S}$ и $X_{\rm M}$. Далее по характеристике холостого хода $E_1(I_{\mu})$ строят зависимость $X_{\rm M}(I_{\mu}) = E_1/I_{\mu}$ (рис. 6.7). Значение $X_{\rm M}$ приблизительно равно значению $X_{\rm r}$ по (1.29) при соответствующем коэффициенте k_{μ} , учитывающем насыщение сердечников. По $X_{\rm M}$ находят E_1 и I_{μ} , после чего строят векторную диаграмму АГ (рис. 6.8). Вначале горизонтально откладывают вектор I_{μ} , перпендикулярно ему вектор E_1 (сдвигом фаз между I_{μ} и Φ в первом приближении можно пренебречь). С помощью (6.1) находят ψ_2 и строят вектор I'_2 . Согласно схеме замещения

 E_{I}

Рис. 6.7. Характеристика холостого хода и зависимость $X_{\rm M}(I_{\mu})$ для асинхорнного генератора

(6.9)

$$U_{2} = E_{1}/\sqrt{(R'_{2}/s)^{2} + (X'_{3})^{2}}.$$

По I_{μ} и I'_{2} находят вектор $I_{1} = I_{\mu} - I'_{2}$. Так как согласно схеме замещения (см. рис. 6.4,6) $U = E_{1} - R_{1}I_{1} - jX_{1}I_{1}$, можем построить вектор напряжения на нагрузке U, а затем вектор тока нагрузки $I = U/Z_{\rm B}$. Сдвиг фаз для векторов U и I обозначается через φ , а для векторов U и I_{1} - через $\varphi_{\rm r}$ (рис. 6.8). Затем с помощью очевидного равенства $I_{1} = I + I_{C}$ находят ток емкости I_{C} , который перпендикулярен вектору U. Согласно диаграмме, представленной на рис. 6.8,

$$I_c = I \sin \varphi + I_1 \sin \varphi_{\Gamma}. \tag{6.10}$$

Необходимое значение емкости, обеспечивающее работу АГ на заданную нагрузку,

 $C = I_C / (2\pi f U).$ (6.11) Задаваясь последовательно различными значениями $Z_{\rm H} = R_{\rm H} + i X_{\rm H}$ с сохранением $\cos \varphi = R_{\rm H} / \sqrt{R_{\rm H}^2 + X_{\rm H}^2} = {\rm const}$ и повторяя



Рис. 6.8. Векторная диаграмма асинхронного генератора с автономной нагрузкой

 $\cos \varphi = R_{\rm H} / \sqrt{R_{\rm H}^2 + X_{\rm H}^2} = \text{const}$ и повторяя описанные выше построения, находят для каждого значения напряжения U соответствующий ток I и строят внешнюю характеристику АГ U(I). Типичный вид внешних характеристик для различных С приведен на рис. 6.9, а. Зависимости U(I) для АГ подобны по внешнему виду аналогичным характеристикам для генераторов постоянного тока с параллельным возбуждением. После достижения критического значения тока Іко происходит опрокидывание характеристики, сопровождаемое, как правило, неустойчивой работой АГ. Номинальным режимам АГ соответствует верхняя часть кривой U(I). Увеличение С приводит к перемещению вверх кривых U(I) и росту

Інр. Ток короткого замыкання у АГ относительно мал. Специфическая особенность АГ — изменение частоты генери руемого тока при изменении нагрузки и постоянной частоте вращения привода (n=const). Действительно, при варьировании Z_н меняется s, как это следует из (6.7). Изменение s при n= =const происходит за счет изменения скорости магнитного пото-



Рис. 6.9. Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики асинхронного генератора

ка, а значит и частоты наводимых в первичной обмотке ЭДС и тока. В частности, с ростом нагрузки должно усиливаться электромагнитное взаимодействие ротора с вращающимся магнитным потоком, а при n—const это может быть обеспечено только за счет снижения частоты вращения потока и, следовательно, частоты тока в статоре f.

Стабилизация *f* может осуществляться изменением частоты вращения привода АГ.

Для обеспечения f const, а следовательно, n_1 const, очевидно, необходимо, чтобы частота вращения привода линейно зависела от скольжения: $n=n_1(1-s)$. При n_1 const с ростом нагрузки АГ и увеличением модуля *s* частота вращения *n* должна возрастать, так как *s*<0. Такой способ стабилизации *f*, однако, требует регулируемого привода и имеет низкое быстродействие из-за механической инерции вращающихся элементов.

Другой способ обеспечения f = const связан с такой называемой подгрузкой АГ, когда параллельно с основным нагрузочным сопротивлением Z_{och} включается дополнительное регулируемое Z_{per} . При изменении Z_{och} система регулирования меняет Z_{per} таким образом, что суммарное сопротивление нагрузки Z_{μ} 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_{per} .

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 $Z_{\rm och}$, а другая — на $Z_{\rm per}$ (см. § 6.6).

Помимо стабилизации частоты важной проблемой для АГ является регулирование в заданных пределах или стабилизация выходного напряжения U. Один из путей решения этой задачи связан с использованием регулируемых емкостей для возбуждения АГ. Поясним этот способ для рассмотренного выше режима самовозбуждения идеализированного АГ при холостом ходе. Если $X_C =$ var, то меняется наклон линии $U_C(I_0)$ (см. рис. 6.5,*a*), так как $U_C = X_C I_0$. При этом изменяется положение точки A и значение напряжения холостого хода U_0 , а следовательно, и рабочего напряжения. Увеличение емкости C приводит к уменьшению угла наклона линии $U_C(I_0)$, равного $\alpha = \operatorname{arctg} X_C$, и к росту напряжения. Когда угол а 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. 2.29,6). При изменении постоянного тока подмагничивания i_n меняется степень насыщения сердечника статора и соответственно положение кривой $U_L(I_0)$ (см. рис. 6.5,*a*), 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. 6.9,6). 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 использоваться ПО, активная сторона которой размещена в полом валу, как и у генераторов с постоянными магнитами (см. рис. 2.30). Требуемая МДС подмагничивания в этом случае уменьшается, а быстродействие регулирования увеличивается по сравнению со случаем, когда используется тороидальная 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 будет

$$Q = P_{\rm H}(tg\varphi_{\rm \Gamma} + tg\varphi), \qquad (6.12)$$

где $P_{\rm m}$ — активная мощность нагрузки; φ_{Γ} и φ показаны на рис. 6.8. 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

$$\boldsymbol{\omega}_{\scriptscriptstyle M} = [1/(2\boldsymbol{\mu}_0)] B^{\scriptscriptstyle 2}_{m}.$$

Для полного объема зазора V₈ реактивная мощность приблизительно будет

$$Q \approx \omega W_{\rm M} = 2\pi f W_{\rm M} = (\pi f/\mu_0) B^2_{\ m} V_{\delta}. \tag{6.13}$$

Формула (6.13) 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 $Q \approx P_{\rm H}$.

Используемые обычно для возбуждения АГ конденсаторы (например, типа K75-10) имеют удельную массу $\tilde{m_c} \approx 0.4 \div$ $\div 0.8 \ {\rm kr/(kB\cdot A)}$, причем минимальные $\tilde{m_c}$ реализуются при частотах $f \approx 1000 \div 3000$ Гц. Удельная масса собственно генератора при мощностях от сотен ватт до нескольких киловатт и $n \gg 12\ 000\ 06/$ мин составляет $\tilde{m} \approx 1\ {\rm kr/kBt}$. Таким образом, полная удельная масса АГ имеет порядок $\tilde{m} = 1.5 \div 2\ {\rm kr/kBt}$, т. е. примерно такая же, как у БСГ с когтеобразными полюсами.

Для создания реактивной мощности, обеспечивающей возбуждение АГ, вместо конденсаторов могут использоваться управляемые полупроводниковые преобразователи. Пусть, например, фазные обмотки А, В, С генератора подключены к управляемому выпрямителю и нагрузке, как показано на рис. 5.3, б. Если с помощью схемы управления включать вентили не с отставанием, а с опережением относительно момента пересечния кривых фазных ЭДС коммутирующих вентилей (т. е. обеспечить α<0 по сравнению с режимом, которому соответствуют рис. 5.6,6 и 5.8), то при условии сохранения длительности периода включения вентиля (путем искусственной коммутации) ток в каждой фазе сдвинется вперед по отношению к фазной ЭДС. Для его первой гармоники, очевидно, $\cos \phi < 1$ ($\phi < 0$), 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 вентилей (их отключения при прямом напряжении фазных ЭДС).

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.

184

§ 6.4. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ЖИДКОМЕТАЛЛИЧЕСКИМ РАБОЧИМ ТЕЛОМ

Физические процессы в 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. Поскольку жидкий металл

в отличие от твердого обычной AM ротора имеет значительно бомногообразные nee формы движения, АМ с жидкометаллическим рабочим телом выполв различных няются конструктивных вариантах.

Рассмотрим процессы в канале линейной асинхронной машины со сплошной средой. K каналу (рис. 6.10,*a*) примыкает обычная распределенная трехфазная (или многофаз-

со сплошной средой ная) обмотка с током I_1 , создающая синусоидальную волну магнитной индукции $B_y,$ бегущую со скоростью и. Будем считать, что сверху и снизу (по оси у) к каналу примыкают ненасыщенные стальные сердечники, а боковые (по оси z) стенки канала — непроводящие. Пусть скорость рабочей среды и меньше и. Тогда в системе координат. связанной с магнитным потоком, каждый элемент среды движется влево, и в нем наводятся ЭДС и токи плотностью ј, направление которых находится по правилу правой руки. Эти токи образуют замкнутые вихревые линии, показанные пунктиром на рис. 6.10,6, которые перемещаются вслед за волной индукции. Поперечные составляющие тока ј₂, взаимодействуя с В_и, согласно правилу левой руки создают удельную объемную силу $f_x =$ $= i_z B_y$, стремящуюся ускорить рабочую среду в направлении движения волны магнитного поля (вдоль х). Эти процессы лежат в основе принципа действия асинхронного насоса. Относительное 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 vi>vi, то s<0, электромагнитные силы будут тормозить рабочую среду, а затрачиваемая на их преодоление механическая энергия частич-



Рис. 6.10. Қанал линейной асинхронной машины

но преобразуется в электроэнергию, которая поступает в нагру: ки, соединенные с первичной обмоткой. Машина работает в ге нераторном режиме. Когда среда движется против поля (1 < $< s < \infty$), устройство работает в режиме электромагнитного дросселя, аналогичном режиму электромагнитного тормоз; (см. § 1.2).

Хотя подобие процессов в АМ с жидкометаллическим рабо чим телом и АМ с короткозамкнутой обмоткой на роторе явля ется очевидным, 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 другие (см. § 6.2) 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 AM со сплошной средой чаето 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 AM 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:

$$rotH=j;$$
 (6.14)

$$rot E = -\partial B / \partial t \tag{6.15}$$

и закон Ома

$$\mathbf{j} = \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}), \tag{6.16}$$

где H, B — магнитная напряженность и индукция; j — плотность тока; σ — удельная электропроводность среды; E — электрическая напряженность; v — скорость среды в фиксированной системе координат, которая предполагается связанной с индуктором.

Можно связать систему координат с движущейся средой. Тогда (6.16) упрощается, поскольку v = 0, однако в движущейся системе координат сложнее учитывать процессы в индукторе.

Введем предварительно магнитное число Рейнольдса

$$R_{m} = \mu_{0}\sigma(v_{1} - v)\tau/\pi = \mu_{0}\sigma v_{1}s\tau/\pi, \qquad (6.17)$$

где т — полюсное деление (рис. 6.10).

186

Безразмерный параметр R_m, как показано ниже, характериsyet 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. 6.10). Таким образом, в каждом векторе выделяем наиболее существенную составляющую, а остальными составляющими пренебрегаем. При этом считаем, что v = 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 В только поперечной y-составляющей основано на том, что линии индукции В перпендикулярны стенкам с $\mu \gg \mu_0$, а их искривление в центральной части канала при умеренных значениях R_m не является существенным. В действительности всегда имеется продольная составляющая индукции B_x , которая, в частности, определяет потоки рассеяния первичной и вторичной цепей. Допушение B(0, B, 0), таким образом, означает, что рассматривается только основной поток взаимоиндукции 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. 6.10) снижаются за счет размещения на боковых стенках высокопроводящих шин для борьбы с поперечным краевым эффектом, как это поясняется ниже.

Наличие у вектора Е только составляющей E_z вытекает из (6.16) с учетом сделанных допущений. Следует иметь в виду, что действительные величины В, j, Е 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 у) 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 уче-

187

том формулы Эйлера e^{iα}=соsα+isinα любая такая величина (ξ) может быть представлена как:

$$\boldsymbol{\xi} = \operatorname{Im} \left[\boldsymbol{\xi}_{\max} e^{i \, (\omega t - kx + \Psi_{\boldsymbol{\xi}})} \right] = \operatorname{Im} \left[\, \boldsymbol{\xi} \, e^{i \, (\omega t - kx)} \right], \tag{6.18}$$

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 $\dot{t} = \dot{t}e^{i(\omega t - kx)}$. $\dot{t} = \text{const.}$

Соответственно

$$\partial \xi / \partial t = i\omega \xi; \ \partial \xi / \partial x = -ik\xi,$$
 (6.19)

т. е. операции дифференцирования заменяются множителями, как в известном символическом методе, используемом в электротехнике. Множитель $e^{i(\omega t - hx)}$ является общим для всех электромагнитных величин и сокращается в уравнениях, которые, таким образом, записываются только для комплексных амплитуд с учетом (6.19).

Найдем магнитное поле B_i от токов *j* в канале, используя первое уравнение Максвелла, которое, как известно, дает связь между током и создаваемым им магнитным полем. Имеем гот $B_i = \mu_0 j$, или в одномерном приближении $\partial B_i / \partial x = \mu_0 j$. С учетом (6.19):

$$-ik\dot{B}_{i} = \mu_{o}\dot{j}; \quad \dot{j} = -ik\dot{B}_{i}/\mu_{o}.$$
 (6.20)

Второе уравнение Максвелла (6.15) в одномерном приближении имеет вид $\partial E/\partial x = \partial B/\partial t$ или с учетом (6.19):

$$-ik\dot{E}=i\omega\dot{B}; \dot{E}=-(\omega/k)\dot{B}=-v_1\dot{B}.$$
 (6.21)

Из закона Ома (6.16) имеем

$$\dot{j} = \sigma(\dot{\mathcal{E}} + v\dot{\mathcal{B}}) = -\sigma(v_1 - v)\dot{\mathcal{B}} = -\sigma v_1 s\dot{\mathcal{B}}.$$
(6.22)

Приравнивая (6.20) и (6.22), получаем

$$\dot{B}_i/\dot{B} = -iR_m. \tag{6.23}$$

Из (6.23) 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. $R_m = |B_i| / |B|$.

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 E_c должна уравновешиваться напряженностью $E = -v_1 \hat{B}$, наводимой в обмотке соглас-188 но (6.21) изменяющимся магнитным полем. Так как E_c = const, то и E = const, откуда B = const. Выберем фазу полного поля нулевой, т. е. будем считать B = B_{max} = const.

Определим энергетические показатели канала. Известно, что удельная активная электрическая мощность, поступающая в единичный объем среды из внешней цепи, $p_{3\pi}$ —jE. После усреднения во времени для синусоидально изменяющихся величий имеем

$$p_{9n} = 0.5 \operatorname{Re}(j \ E),$$
 (6.24)

где \tilde{j} — комплексная сопряженная амплитуда плотности тока; Re — означает действительную часть. Подставляя в (6.24) формулы (6.22) и (6.21), получим

$$p_{on} = 0.5 \sigma \sigma^2 B^2_{max} s. \tag{6.25}$$

Для единичного объема среды можно найти действующую на него удельную электромагнитную силу, которая в общем виде выражается известной формулой $f=j \times B$. Переходя к комплексным амплитудам и усредняя f во времени, получим с учетом (6.22) и знаков (f < 0 при j > 0, B > 0):

$$f = -0.5 \operatorname{Re}(\dot{j}B) = 0.5 \sigma v_1 s B_{\max}^2.$$
 (6.26)

Эта сила при пренебрежении трением компенсируется градиентом давления в канале, т. е. $dp/dx = 0.5\sigma v_1 s B^2_{max}$. Полный перепад давления в канале

$$\Delta p = (dp/dx) \, l = 0.5 \sigma \sigma_1 s B_{\max}^2 l, \qquad (6.27)$$

где *l* — длина активной части канала.

Из соотношения (6.25) следует, что активная электрическая мощность потребляется каналом при s > 0 ($p_{3n} > 0$), т. е. при его работе в режиме насоса и извлекается из канала при s < 0 ($p_{3n} < 0$), т. е. в генераторном режиме работы. Аналогичным образом, согласно (6.27), 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 на каналения препятствует движению среды (генераторный режим).

Линейная зависимость p_{3n} и Δp от *s* в формулах (6.25) и (6.27) соответствует принятым допущениям о пренебрежения активным сопротивлением обмотки и индуктивными сопротивлениями рассеяния первичной и вторичной цепей. Напомним, что, как следует из (1.32), при аналогичных допущениях зависимость $M_{3N}(s)$ для обычной AM также носит линейный характер. Полученные закономерности верны при малых *s* и соответственно R_m. По мере увеличения *s* начинает сильнее сказываться неоднородность магнитного поля в зазоре (в частности, из-за обсуждаемых ниже краевых эффектов), появляется продольная составляющая индукции B_x , соответствующая полю рассеяния, и одномерное



Рис. 6.11. Зависимости удельной электрической мощности и перепада давления от скольжения для АМ со сплошной средой приближение, на базе которого по лучены (6.25) и (6.27), теряет силу Фактически, как и в обычных АМ с ростом рассеяния электромагнитное взаимодействие между обмоткой индуктора и рабочим телом уменьшается. Поэтому $p_{\partial n}$ и Δp , достигнув максимума при $s = s_m$, начинают падать с ростом s, как показано на рис. 6.11. Кривая $\Delta p(s)$, очевидно, идентична известной зависимости $M_{\partial M}(s)$ для асинхронной машины (см. рис. 1.13).

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 (6.26) и (6.27) есть v |dp/dx|. Для насосного режима, когда полезной мощностью является $p_{эм}$, а затрачиваемой — $p_{эл}$, с учетом (6.25) — (6.27) имеем

$$\eta_{9\pi}^{\rm u} = p_{9\pi}/p_{9\pi} = 1 - s; \tag{6.28}$$

для генераторного режима наоборот:

$$\eta_{an}^{r} = p_{an}/p_{am} = 1/(1-s).$$
(6.29)

Важной характеристикой канала является коэффициент мощности сосф, приближенно определяемый значением R_m:

$$\cos \varphi \approx R_m / \sqrt{1 + R_m^2}. \tag{6.30}$$

Из (6.30) следует, что соз ϕ машины тем выше, чем больше проводимость среды σ и значение R_m . Поэтому работа AM при слабопроводящих рабочих телах (например, ионизированных газах) нерациональна. Для AM на жидких металлах параметр R_m существен и соз ϕ достаточно высок, однако ниже соз ϕ для AM с короткозамкнутой обмоткой. Последнее объясняется тем, что немагнитный зазор δ в AM с жидкометаллическим рабочим телом, как правило, существенно больше, чем в обычных AM. Поэтому требуются большие реактивные мощности для создания магнитного поля в зазоре [см. (6.13)].

На характеристики AM 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 $\delta_{\rm cr}$ (вдоль y), как показано на рис. 6.12,*a*, то их влияние сводится к сокращению полезного объема канала, где протекают процессы преобразования энергии. В рамках используемой одномерной тео-

190

рии сужение канала приводит к лийейному уменьшению токов в рабочем теле и создаваемого ими магнитного поля B_i. Соответственно линейно должен уменьшаться и параметр R_m, характеризующий роль B_i. Таким образом, эффективное значение магнитногочисла Рейнольдса

$$\mathbf{R}_{m \ \flat \phi} = \mathbf{R}_{m} \left(a / \delta \right), \tag{6.31}$$

где
$$a = \delta - 2\delta_{cr}$$
.



Рис. 6.12. Канал АМ со стенками конечной толщины (a) и зависимость локального КПД от скольжения при различной толщине стенок (б)

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 (6.17) и (6.31) эффективное магнитное число Рейнольдса

$$\mathbf{R}_{m \,\mathrm{cr}} = \mu_0 \sigma_{\mathrm{cr}} v_1 \left(\tau / \pi \right) \left(2 \delta_{\mathrm{cr}} / \delta \right). \tag{6.32}$$

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:

$$R'_{m} = R_{m \circ \phi} + R_{m \circ \tau} = \mu_{o} v s \frac{\tau}{\pi} \frac{a}{\delta} \circ \left(1 + \frac{x_{c\tau}}{s}\right); \qquad (6.33)$$

$$\varkappa_{\rm cr} = 2\sigma_{\rm cr}\delta_{\rm cr}/(\sigma a). \tag{6.34}$$

Присутствие стенок, таким образом, во-первых, уменьшает характерную толщину канала в отношении a/δ , и, во-вторых, изменяет эффективную удельную проводимость рабочего тела как:

$$\sigma' = \sigma (1 + \varkappa_{\rm cr}/s). \tag{6.35}$$

С учетом (6.31)—(6.35) уточненные значения КПД будут: в насосоном режиме

$$\eta^{\rm H}_{\,\rm 9.1} = (1-s)/(1+\kappa_{\rm cr}/s);$$
 (6.36)

в генераторном режиме

$$\eta^{r}_{s,r} = (1 + \kappa_{cr}/s)/(1 - s).$$
 (6.37),

Зависимости η_{23} от *s* приведены на рис. 6.12, б.

В генераторном режиме при малых отрицательных s имеется: зона с n=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 жст, достигая максимума при некотором оптимальном значении s.

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. пунктир на рис. 6.10) продольных составляющих j_x , вызывающих дополнительные потери и создающих бесполезные поперечные силы $f_z = j_x B_y$. Кроме того, поперечный краевой эффект



Рис. 6.13. Расположение высокопроводящих шин в АМ со сплошной средой для борьбы о поперечным краевым эффектом

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. 6.13) 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, создаю-

щие 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. 6.14,a). 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



Рис. 6.14. Продольный краевой эффект в АМ со сплошной средой (а, б) и способы его компенсации (в, г)

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. 6.14,6) 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.

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 соз ф АМ.

Физически очевидно, что пульсирующая индукция В' в канале при неизменных Ф' 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. 6.14,e). Токи в них создают пульсирующий поток Φ_{κ} , противоположный потоку Φ' продольного краевого эффекта. Одновременно с компенсирующими катушками рационально использовать короткозамкнутый виток, охватывающий весь стальной сердечник индуктора (рис. 6.14,e). Роль такого витка могут выполнять

металлические конструктивные бандажи, стягивающие шихтованный сердечник. Поток Φ' создает в короткозамкнутом витке ЭДС и токи, которые находятся почти в противофазе с потоком Φ' и стремятся подавить его.

Суть поверхностного эффекта (см. § 6.5) состоит в гом, что магнитное поле, меняющееся с циклической частотой $\omega = 2\pi/$, проникает в среду с проводимостью о на характерную глубину $\Delta_B \approx \approx (0.5\mu_0\sigma\omega)^{-0.5}$. Относительно любой точки движущегося рабочего тела в канале бегущее магнитное поле меняется с частотой ωs , поэтому для жидкого металла глубина проникновения $\Delta_B \approx \approx (0.5\mu_0\sigma\omega s)^{-0.5}$. Если глубина Δ_B мала, магнитное поле не проникает в глубь металла, что ухудшает рабочие характеристики AM, поэтому в реальных AM 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 поверхностного эффекта.

Приближенный анализ АМ с жидкометаллическим рабочим телом может проводиться на основе хорошо развитой общей тео-13—77 193



Рис. 6.15. Схема замещения АМ со сплошной средой

рии АМ. Если поперечный краевой эффект незначителен и вторич ное индуктивное сопротивление рассеяния мало, то схема замеще ния рассматриваемой АМ может быть представлена в виде схемы изображенной на рис. 6.15. Первичная цепь такой АМ не отли чается от таковой для обычной АМ, а индуктивное сопротивление намагничивающей цепи $X_{\rm M}$, примерно равное главному индуктивному сопротивлению АМ (см. § 1.2), с учетом (1.29):

$$X_{\rm M} = 4m_1 f_1 \mu_0 \tau c w^2_1 k^2_0 / (\pi k_{\mu} k_0 \delta p_1), \qquad (6.38)$$

где c — ширина канала по z (см. рис. 6.10), а остальные обозначения такие же, как в § 1.2.

Во вторичной цепи схемы в пределах полюсного деления т имеются два активных сопротивления — рабочего металла $R_{\rm M}$ и стенок $R_{\rm cr}$. Если учесть, что для вторичной цепи k_{02} =1; w_2 =0,5; m_2 =2 p_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

$$R'_{\rm M} = 2m_1 w^2_1 k^2_{\rm el} c / (p_1 \sigma a_{\tau}); \tag{6.39}$$

$$R'_{\rm cr} = m_{\rm i} w^2 {}_{\rm i} k^2 {}_{\rm ot} c / (p_{\rm i} \sigma_{\rm cr} \delta_{\rm cr} \tau). \tag{6.40}$$

С помощью схемы замещения находятся все расчетные величины AM с жидкометаллическим рабочим телом и строится ее векторная диаграмма аналогично тому, как это делается для обычных AM. При анализе AM с жидкометаллическим рабочим телом может использоваться круговая диаграмма AM с некоторыми видоизменениями.

Как отмечалось выше, АМ с жидкометаллическим рабочим телом используются 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.

Рассмотрим основные конструктивные модификации асинхронных насосов. На рис. 6.16, а показана конструкция плоского линейного насоса. Канал 1 прямоугольного сечения изготовляют 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.

Эскиз цилиндрического насоса приведен на рис. 6.16,6. 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



Рис. 6.16. Конструкции плоского линейного (*a*), цилиндрического (*б*) и винтового (*в*) насосов

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.

В конструкции винтового насоса, изображенной на рис. 6.16, в, рабочее тело движется по винтовому каналу 1, образованному цилиндрическими стенками и винтовыми перегородками. Стенки и перегородки обычно изготовляют из тонкой нержавеющей стали. Обмотка 2 состоит из проводников, уложенных вдоль оси и создающих вращающееся магнитное поле, как в обычной асинхрон ной машине. Рабочее тело имеет две составляющие скорости: ос вую и азимутальную, которая является рабочей. Магнитопрово замкнут в направлении движения поля, поэтому продольный крає вой эффект практически не проявляется. Благодаря большой дли не винтового канала в таком насосе можно получить значитель ные перепады давления при относительно малых расходах рабо чего тела.

Стальные магнитопроводы во всех случаях выполняются ших тованными. Омические потери от канала отводятся самим рабо



Рис. 6.17. *pQ*-характеристики асинхронного насоса

чим телом. Если специальное охлаждение об моток не предусмотрено, это же рабочее телс 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 асинхронным насосам. Этим же объясняется пониженное значение соз ф у асинхронных насосов по сравнению с обычными АМ.

Основной характеристикой асинхронных насосов является зависимость перепада давления в канале Δp от расхода жидкого металла Q (*pQ*-характеристика). Поскольку Q зависит от *s*, *pQ*-ха-

Т	a	б	Л	И	ц	a	6.	2
---	---	---	---	---	---	---	----	---

Тко	Конструкция	Рабочее тело	Температу- ра, °С	Напор, МПа	Расход, м ⁸ /ч	кпд, %	Macca, Rr
			2 - A	1			
ПЛИН 4,5/30-1	Плоский	Натрий	300	5	30	27	190
цлин 3/150	Цилиндри-	7	450	3	150	30	500
•	ческий		1				
HAB 15/25,7	Винтовой	Калий	600	10	25,7	17,5	710
ЭНЦ-31	Циливдои-	Свинец,	500	6,23	10,8		610
·	ческий	Висмут					
ЭHC-57	Винтовой	Натрий	500	3.5	3.6		325
ƏHC-13	3	Ртуть	40	28,5	0,15		550
	1	1	1	1		1	

рактеристика получается простым перестроением соответствующей кривой $\Delta p(s)$ (см. рис. 6.11) с учетом гидравлических потерь. Типичный вид *pQ*-характеристик индукционного насоса показан на рис. 6.17 (кривая с максимумом соответствует случаю, когда $s_m < < 1$, что может иметь место, например, для рабочих тел с большой σ). В настоящее время асинхронные насосы изготовляют серийно как в нашей стране, так и за рубежом. Типичные данные некоторых асинхронных насосов приведены в табл. 6.2.

Удельные массы насосов составляют $m \approx 30 \div 120$ кг/кВт. Как правило, чем крупнее насос, тем меньше m и выше КПД. Параметры асинхронных насосов могут быть существенно улучшены, если заменить проводящие стен-

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 основ-



Рис. 6.18. Конструкция магнитороторного насоса

ного 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. 6.18 приведена схема магнитороторного насоса с винтовым каналом. Гидравлическая часть насоса аналогична таковой на рис. 6.16, в. Вращающееся магнитное поле создается ротором с постоянными магнитами или электромагнитами.

§ 6.5. 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. 6.16) 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 используются 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



Рис. 6.19. Линейный цилиндрический асинхронный двигатель

описания процессов ЛАД приго ны формулы, полученные в § 6 в предположении, что металл дв жется как сплошная полоса. Ан лиз ЛАД заметно усложняетс когда длина подвижного элемен та соизмерима с длиной индукто ра и скорость его переменная.

На рис. 6.19 приведен эски ЛАД цилиндрического типа. О состоит из индуктора, содержаще го кольцевые катушки 1 и фер

ромагнитные шайбы 2, внутреннего сердечника 3, корпуса 4, ци линдрического подвижного элемента 5. При подключении катушек 1 к трехфазной сети и циклическом изменении последовательности чередования 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. 1.12,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; $l_{\rm H}$ — 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. § 6.4).

Анализ ЛАД с переменной скоростью можно построить на основе баланса сил, действующих на подвижный элемент: электромагнитной силы $F_{\rm эм}$, силы инерции $F_{\rm ин}$, нагрузочной $F_{\rm H}$ и силы, ограничивающей ход подвижного элемента $F_{\rm orp}$ (со стороны упругих демпферов, опор и т. п.). Если электрические процессы в ЛАД протекают существенно быстрее механических, то $F_{\rm эм}$ описывает-

ся выражением, аналогичным (1.32), т. е. при заданных параметрах обмоток имеем $F_{9M}=f_1(s)$, где, как и в § 6.4, $s=(v_1-v)/v_1$, v_1 — скорость магнитного потока, v — скорость подвижного элемента. Сила инерции $F_{nH}=-mdv/dt=mv_1ds/dt$, силы F_H и F_{orp} обычно зависят от смещения подвижного элемента $x=x_0+\int v dt=v_0 dt$

 $= x_0 + v_1 \int_0^t (1-s) dt$. Таким образом, F_H и F_{orp} зависят от $\int_0^t (1-s) dt$, а сумма всех сил, равная нулю, дает уравнение, свя-

зывающее *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.

Эскиз ЛАД для высокоскоростного транспорта приведен на рис. 6.20. Двигатель содержит линейный индуктор 1, закреплен-

ный 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.



Рис. 6.20. Линейный асинхронный двигатель для высокоскоростного транспорта

Существенное влияние на характеристики транспортных ЛАД оказывают краевые эффекты, аналогичные таковым в асинхронных насосах (см. § 6.4). 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 , как это показано ниже, намного меньше, чем для немагнитных материалов.

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. § 6.2).



Рис. 6.21. Активная зона асинхронного двигателя со сплошным ротором

Анализ АД со сплошным массив ным ротором должен учитывать про странственный характер распределе ния электромагнитных параметров і роторе из-за поверхностного эффекта Рассмотрим последний более подробно, используя рис. 6.21, на котором показана часть сечения двигателя сс статором 1, обмоткой 2 и массивным ротором 3, обладающим магнитной проницаемостью µ. Так как поверхностный эффект проявляется в относительно тонком слое, то можно пре-

небречь кривизной зазора и ввести декартовы координаты x, y, z, вращающиеся вместе с ротором. Заменим обмотку бесконечно тонким токовым слоем с поверхностной плотностью $J = J_{\max} \sin(\omega_p t - kx)$, где ω_p — циклическая частота изменения тока в роторе. Если ω — циклическая частота тока в обмотке, то $\omega_p = \omega s$, где s — скольжение. Таким образом, обмотка создает по отношению к ротору бегущую вдоль оси x волну МДС. Переходя к комплексным величинам, как и в § 6.4, можем записать

 $J = J_{max} e^{i (\omega_p t - kx)}$. 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 гоt A=B, то с учетом (6.14)—(6.16) можно получить при μ =const, σ =const уравнение

$$\nabla^2 \mathbf{A} = \mu \sigma \partial \mathbf{A} / \partial t. \tag{6.41}$$

Будем считать, что индукция В имеет две составляющие; B_x и B_y . Тогда А 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 § 6.4, и используя (6.19), а также граничные условия

$$\partial A_z/\partial y = -\mu J$$
 для $y = 0$ и $A_z \rightarrow 0$ для $y \rightarrow \infty$, (6.42)
получаем решение (6.41) для комплексной амплитуды A_z и соответствующие ему распределения комплексных амплитуд индукции

$$\dot{B}_{x} = \mu J_{\max} e^{-\gamma y}; \ \dot{B}_{y} = i k \mu J_{\max} e^{-\gamma y} / \gamma,$$
 (6.43)

где

$$\gamma = k \left[\sqrt{0.5(\sqrt{1 + R_m^2 + 1})} + i \sqrt{0.5(\sqrt{1 + R_m^2 - 1})} \right]; \quad R_m = \frac{\mu \cos k^2}{k^2}. \quad (6.44)$$

Формула для магнитного числа Рейнольдса легко приводится к вводимому в § 6.4 выражению (6.17). Используя (6.43) и (6.44), нетрудно показать, что при $R_m \gg 1$, когда $\gamma \approx k (1 + i) \sqrt{0.5 R_m}$, индукция в роторе уменьшается в *е* раз на глубине

$$\Delta_{B} = (0,5\mu\sigma\omega s)^{-0,5}, \qquad (6.45)$$

называемой глубиной проникновения. Последнее соотношение уже использовалось в § 6.4.

Из (6.45) следует, в частности, что при пуске двигателя, питаемого от сети с частотой f=50 Ги, значение Δ_B =1÷3 мм, а в рабочем режиме ($s \approx 0,05$) $\Delta_B \approx 5$ ÷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 (6.14) и электромагнитных сил как $f = j \times B$, а затем определить электромагнитный момент двигателя. Следует иметь в виду, что в преде лах активного слоя ротора магнитная проницаемость стали μ меняется и даже ее среднее значение μ_{cp} заранее неизвестно. Поэтому при строгом анализе можно использовать итерационный метод, задаваясь μ_{cp} и корректируя его в процессе расчетов с псмощью зависимости $\mu = \mu(H)$ для материала ротора.

В инженерной практике при анализе АМ с массивным ротором обычно используют схемы замещения АМ (см. рис. 1.12), вводя в них интегральные параметры вторичной цепи, которые, по *Л. Р. Нейману*, имеют вид

$$R'_{2} = 2a_{r}k_{\beta}m_{1}(w_{1}k_{0})^{2}\sqrt{0.5\mu\omega s/\sigma}/p; \qquad (6.46)$$

$$X'_{2} = (a_{x}/a_{r})R'_{2}, \tag{6.47}$$

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_β 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 используют конструкцию 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 соs φ у АД с массивным ротором также меньше, чем у обычных АД. Например, для АД с массивным ротором при мощностях 50—500 Вт имеем $s \approx 0.3 \div 0.4$, $\eta = 0.2 \div 0.3$, соs $\varphi = 0.6$.

Для борьбы с поперечным краевым эффектом (см. § 6.4) на наружной поверхности массивного ротора в ряде случаев фрезеруются продольные пазы, предотвращающие появление заметных тангенциальных токов. Иногда используют АД с омедненным сплошным ротором. 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. 6.22 приведен эскиз асинхронной каскадной БЭМ, состоящей из двух асинхронных машин, у которых роторные обмот-



Рис. 6.22. Эскиз асинхронной каскадной машины

ки 1 и 4 замкнуты друг на друга с перекрещиванием фаз (инверсные обмотки). Статорная обмотка 2 первой машины включается в сеть, а статорная обмотка второй машины — на регулируемое сопротивление. Такая каскадная машина является по существу асинхронным двигателем с улучшенными пусковыми и регулировочными характеристиками. Вторая машина выполняет роль бесконтактного регули-

ровочного звена, с помощью которого можно менять приведенное активное сопротивление вторичной цепи асинхронной машины и смещать характеристику $M_{3M}(s)$ (см. рис. 1.13) и n(M) (см. рис. 6.2,б) с целью увеличения пускового момента или регулирования частоты вращения. Роторные обмотки могут выполняться короткозамкнутыми стержневыми. Достоинством каскадного АД является также то, что он характеризуется повышенным числом пар полюсов, включающим число пар полюсов обоих каскадов. Это качество важно при разработке тихоходных АД. Каскадная БЭМ, изображенная на рис. 6.22, может использо-

Каскадная БЭМ, изображенная на рис. 6.22, может использоваться также как асинхронный генератор со стабилизацией частоты методом подгрузки (см. § 6.3), 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).

Основным типом каскадных БЭМ является каскадный генератор, электрическая схема которого показана на рис. 6.23. Генератор состоит из двух машин: 1) возбудителя B — синхронного генератора с явновыраженными полюсами и обмоткой возбуждения *OBB* на статоре и обмоткой якоря *OAB* на роторе; 2) основного генератора Γ , являющегося асинхронным преобразователем частоты и содержащего на роторе распределенную первичную обмотку *OГ1* и на статоре вторичную распределенную обмотку *OI2*. Обмотки *OAB* и *OI1* замкнуты друг на друга с перекрещиванием фаз (инверсные обмотки). Помимо возбудителя и генератора в 202

ашине обычно имеется подвозvдитель ПВ с постоянными магитами на роторе и обмоткой коря *ОЯПВ* на статоре, которая B6 ерез выпрямительный блок ВБ грегулятор напряжения РН пиает ОВВ постоянным током.

Работает генератор следуюцим образом. При вращении росора наводится ЭДС в ОЯПВ и ю ОВВ течет постоянный ток. благодаря чему наводится ЭДС **ЭЯВ.** Под действием этой ЭДС гечет ток ротора в ОЯВ и ОГІ с частотой:

 $f_{\rm p} = p_{\rm B} n / 60$, (6.48)где p_в — число пар полюсов воз-

будителя; п — частота вращения.

Ток ротора создает магнитный поток, вращающийся в возбудителе с частотой п относительно ОЯВ в сторону, противоположную направлению вращения ротора. Поток, создаваемый ОЯВ, гаким образом, будет неподвижен относительно статора, как и в обычных синхронных машинах с внешними полюсами. Тот же ток ротора с частотой fp, протекая по ОГ1, создает поток Ф, вращаощийся относительно ротора с частотой

$$n_{\Phi(\mathbf{p})} = 60 f_{\mathbf{p}} / f_{\Gamma},$$
 (6.49)

де pr — число пар полюсов обмотки OГ1.

За счет перекрестного соединения фаз обмоток ОЯВ и ОГІ погок, создаваемый токами в ОГ1, будет вращаться в ту же сторону, ато и ротор, поэтому частота вращения потока Ф относительно татора и обмотки ОГ2 будет

$$n_{\Phi(c)} = n_{\Phi(p)} + n = n (1 + p_B/p_\Gamma).$$
 (6.50)

Поток наводит в ОГ2 рабочую ЭДС с частотой

$$f_{\rm r} = p_{\rm r} \, n_{\Phi(\rm c)} / 60 = n \left(p_{\rm r} + p_{\rm B} \right) / 60. \tag{6.51}$$

Таким образом, частота fr определяется суммой pr+p и мокет иметь повышенные значения.

Выходная мощность генератора P_г снимаемая с обмотки ОГ2, олучается за счет мощности, передаваемой от *ОЯВ* через *ОГІ* в ОГ2 трансформаторным путем без усиления, и мощности, переаваемой из ОГІ в ОГ2 с усилением благодаря вращению ротора преобразованию в электроэнергию подводимой механической нергии. Электромагнитные мощности генератора Рг и возбудиеля Ра связаны соотношением:

$$P_{\rm B}/P_{\rm \Gamma} = p_{\rm B}/(p_{\rm B} + p_{\rm \Gamma}).$$
 (6.52)

ткуда следует, что рационально иметь $p_{\Gamma} > p_{B}$.



Рис. 6.23. Электрическая схема каскадного генератора



Недостатком конструкции каскадного генератора в цилиндри ческом исполнении является громоздкость, так как роторы все каскадов размещаются последовательно на общем валу. Это при водит к тому, что удельная масса генератора практически удва ивается по сравнению, например, с аналогичным однокаскадным синхронным генератором.

Более компактной и легкой является торцовая конструкци каскадного генератора (рис. 6.24). Ротор генератора выполнен



Рис. 6.24. Эскиз торцового каскадного генератора

виде диска, на одном торце которог размещается ОЯВ, а на другом ОГ Обмотки могут быть выполнены стерж невыми и короткозамкнутыми с наруж ной стороны. Роль прочностного и ко роткозамыкающего элемента выполняе обойма ОБ. Внутренние концы стержнеі обмоток ОЯВ и ОГ1 соединены коротки ми перемычками П с перекрещиванием фаз. К ОЯВ через аксиальный зазор б примыкают полюсы возбудителя с ОВВ а к ОГ1 через зазор δ_2 — выходная об мотка ОГ2 торцового типа.

Ротор в такой конструкции имеет ма лую 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.

Аналогичная конструкция может быть реализована 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 удается совместить возбуди тель и основной генератор в пределах общей длины активной зоны. Шихтованные сердечники генератора изготовляются И3 обычной листовой стали, в нем отсутствуют осевые силы магнит ного тяжения. Главный недостаток генератора связан с консоль ным 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. 6.23, имеет следующие данные $P_{\Gamma} = 14 \text{ кBT}; n = 900 \div 3600 \text{ об/мин}; \eta = 89\% (при P_{\Gamma} = 7,5 \text{ кBT})$ $\tilde{m} = 22 \text{ кг/кBT}.$ Увеличением *п* можно добиться значительного снижения \tilde{m} . 204

ГЛАВА 7

БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ НЕТРАДИЦИОННЫХ ТИПОВ

§ 7.1. 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 практические 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.

§ 7.2. ИНДУКТИВНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Индуктивные параметрические машины основаны на периодическом изменении индуктивности в электрической цепи с нагрузкой. Как и большинство электрических машин, они могут рабо-

L R

Рис. 7.1. Колебательный LC-контур тать в генераторном и двигательном режимах.

Рассмотрим элементарный колебательный LC-контур с активным сопротивлением R (рис. 7.1). Если в контуре с L = const, C = const создать колебательный процесс, то ток i(t) будет затухать из-за потерь энергии в R. Если же за счет внешнего механи-

ческого воздействия значение L периодически меняется с частотой, близкой к удвоенной средней резонансной частоте контура $\omega = (L_{cp}C)^{-0.5}$, то в контуре могут возникать незатухающие колебания тока. При этом контур в совокупности с механизмом, изменяющим L, является генератором, который преобразует механическую энергию, затрачиваемую на изменение L, в электроэнергию, потребляемую нагрузкой.

Этот процесс можно приближенно пояснить с помощью обычного уравнения напряжений для пассивной цепи с R, L и C:

$$0 = iR + \frac{d\Psi}{dt} + \frac{1}{C} \int idt.$$
 (7.1)

Если L=const, C=const, то из (7.1) с учетом $\Psi = Li$ имеем

$$0 = iR + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int idt.$$
(7.2)

Уравнение (7.2) дифференцированием по t приводится к уравнению второго порядка, описывающему затухающий колебательный процесс с циклической частотой $\omega_0 = (LC)^{-0.5}$.

Пусть теперь L изменяется во времени, т. е. L = L(t). Тогда (7.1) примет вид

$$-i\frac{dL}{dt} = iR + L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int idt.$$
 (7.3)

Таким образом, благодаря изменению индуктивности в резонансной цепи появился возмущающий фактор, равносильный внешнему приложенному напряжению U(t) = -idL/dt. Если частота изменения U(t) согласуется с собственной частотой контура, то при определенных соотношениях между R, C и L_{cp} в нем возбуждаются незатухающие колебания тока.

Выясним, как должно меняться L, чтобы это осуществилось. Если среднее значение индуктивности есть L_{ср}, то при незатухаю-206

щих колебаниях тока в нем должна превалировать первая гармоника с угловой частотой $\omega_0 = (L_{cp}C)^{-0.5}$, которая создает соответствующее падение напряжения на нагрузке iR. Для того чтоскомпенсировать его, возмущающая величина бы (-idL/dt)в левой части (7.3) должна содержать основную гармонику с частотой ω₀. При і ∞ sin ω₀t последнее условие выполняется, если $dL/dt \propto \sin 2\omega_0 t$, т. е. индуктивность должна меняться с двукратной резонансной частотой контура, например, как / == $=L_{cn}(1+a\sin 2\omega_0 t)$, где a < 1.

Описанные процессы лежат в основе параметрического генепредложенного в 1932 г. Л. И. Мандельштамом и ратора. 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. 7.2). Катушки соединены последовательно и



Рис. 7.2. Параметрический индуктивный генератор

подключены к батарее конденсаторов и нагрузке. При вращении ротора и возбуждении в цепи колебаний тока от вспомогательного генератора индуктивность каждой катушки периодически изменяется от максимального значения Lmax, когда напротив катушек располагаются впадины, до минимального значения Lmin, 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 меняется с удвоенной резонансной частотой LC-контура.

Модификацией рассмотренного параметрического генератора является устройство, подобное изображенному на рис. 7.2, с той лишь разницей, что изменение индуктивности катушек обеспечивается шихтованными ферромагнитными выступами дисков. При расположении выступов напротив катушек индуктивность последних возрастает, так как увеличивается их магнитный поток, а при расположении выступов между катушками поток и индукгивность снижаются.

В качестве параметрического бесконтактного генератора мокет использоваться обычный синхронный генератор с явновыраженными полюсами на роторе без обмотки возбуждения. При вращении ротора полная индуктивность каждой фазы якорной обмотки меняется от максимального значения, когда с осью фазной обмотки совпадает ось d (ось роторных выступов), до минимального, когда с осью обмотки совпадает ось q ротора. Такие

генераторы рационально использовать при заряде емкостных на копителей, образующих совместно с якорной обмоткой резонана ный контур.

Недостатком параметрических генераторов с *LC*-контуром як ляется сложность регулирования выходного напряжения и частс ты тока, обеспечиваемого лишь при одновременном согласован ном изменении емкости колебательного контура и частоты вра щения ротора, поскольку генератор работает в режиме электроме



Рис. 7.3. Схема параметрического индуктивного генератора без *LC*-контура ханического резонанса. Кроме того, ге нератор с *LC*-контуром должен содер жать громоздкую конденсаторную ба тарею.

Можно отказаться от условия обеспе чения резонанса в параметрическом ин дуктивном генераторе (а, следовательнс и от *LC*-контура с конденсаторной ба тареей) и расширить возможности регу лирования параметров генератора, если использовать для питания нагрузки непо средственно напряжение |*U*|=*idL*/*dt*, воз

никающее при периодическом изменении индуктивности. Электрическая схема такого генератора приведена на рис. 7.3. Конструкция его активных элементов такая же, как у генератора, показанного на рис. 7.2. Катушки с переменной индуктивностью L(t)включены последовательно (или параллельно, если требуются большие токи) и их выходные зажимы подключены с одной стороны к источнику постоянного тока с ЭДС EΛ (возбудителю) через балластную индуктивность L₆, другой стороны а С к безындуктивной нагрузке R. При вращении ротора генератора на зажимах катушек возникают большие напряжения U ==-idL/dt, под действием которых через нагрузку текут токи повышенной частоты. Эти токи практически не попадают в возбудитель благодаря индуктивности L₆. Для лучшей отстройки цепей нагрузки и возбуждения могут использоваться вентили В показанные на рис. 7.3 пунктиром. Генератор способен работать при произвольных частотах вращения ротора и генерировать ток в широком диапазоне частот и напряжений. Условием его работы является достаточно большое значение магнитного числа Рейнольдса для роторного выступа, т. е. условие $R_m = \mu_0 \sigma v \delta \gg 1$, где σ — проводимость материала выступа; υ — скорость; δ — толщина выступа. При R_m>1 магнитное поле катушек не успевает проник нуть в выступы и экранируется ими, благодаря чему и достига ется изменение индуктивности катушек.

Относительная роль потерь на вихревые токи в пластинах по сравнению с полезной мощностью генератора пропорциональна $R_m^{-0.5}$, поэтому генератор тем эффективнее, чем больше R_m . Следует, однако, иметь в виду, что потери на вихревые токи в роторных выступах из стандартных материалов будут весьма значительны ми. Поэтому при отсутствии специальных систем охлаждения 208 генератор должен рассчитываться лишь на кратковременные запуски (термоинерционный режим).

Возможно совершенствование характеристик генератора при использовании сверхпроводников, для которых $\sigma \rightarrow \infty$ и $R_m \rightarrow \infty$. Однако работоспособность современных сверхпроводников при больших частотах ухудшается и реализация эффективных конструкций рассмотренного генератора на их основе пока затруднительна.

Известны 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 генераторы не получили распространения, так как их КПД относительно мал, а размеры и масса больше, чем у машин традиционного исполнения.

Как отмечалось выше, индуктивные параметрические машины могут работать в двигательном режиме. Одним из наиболее оригинальных и простых является линейный параметрический двигатель, предложенный



Рис. 7.4. Линейный параметрический двигатель

в МАИ инженером Е. А. Кузнецовым в 1952 г. 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. 7.4), 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, меняя R, C, U_1 или механическую нагрузку. Амплитуда колебаний может достигать значений, превышающих длину соленоида. Частота колебаний f_{κ} существенно меньше частоты тока сети f_c . При $f_c = 50$ Гц частота f_{κ} 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 хз-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 14-77 206 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



Рис. 7.5. Импульсный индукционный генератор (а) и ускоритель (б)

конструкцию, легко регулируется, работает от однофазной сети и обладает высокой надежностью, так как его первичная цепь не коммутируется при реверсе хода сердечника.

Устройства с быстрыми изменениями индуктивности цепи могут использоваться для создания импульсных ЭДС и токов. Рассмотрим схему простейшего бесконтактного импульсного индукционного генератора (рис. 7.5,а). Его основой является соленоид, обтекаемый постоянным током от вспомогательной ЭДС Е. Параллельно соленоиду подключена нелинейная нагрузка R, сопротивление которой резко снижается с ростом напряжения. Так как ЭДС Ео относительно мала, она практически не вызывает тока в нагрузке. Протекающий в соленоиде первичный ток созда-

ет магнитное поле с индукцией *В* 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 $R_m = \mu_0 \sigma v l$ 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 (азимугальные) токи, наводимые 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. 7.5, a. Тогда магнитный поток, сцепленный с соленоидом при движении цилиндра должен сохраняться неизменным (так же, как, например, поток, сцепленный с обмотками синхронного 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

$$B_0(\pi D^2/4) \approx B\delta\pi D, \tag{7.4}$$

где B₀ — начальная индукция; В — индукция сжатого поля. Следовательно,

$$B/B_0 \approx D/(4\delta). \tag{7.5}$$

Удельная энергия поля при сжатии повысится пропорционально $(B/B_0)^2$. Полная энергия начального магнитного поля, приходящаяся на единицу длины соленоида, $W_0 = (B^2_0/2\mu_0) (\pi D^2/4)$, аналогичная энергия после сжатия поля $W = (B^2/2\mu_0)\pi D\delta$. Следовательно, при сжатии поля с учетом (7.5) его энергия возрастает как

$$W/W_0 \approx D/(4\delta) \tag{7.6}$$

за счет срабатывания механической энергии цилиндра. Как видно из (7.6), 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 электроэнергию успевал осуществиться 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.

Модификацией рассмотренного генератора является импульсный электродинамический генератор с обмоткой, выполненной в виде пружины. В нормальном положении плоские неизолированные торцовые поверхности витков обмотки примыкают друг к другу и обмотка образует сплошную высокопроводящую трубу. 14* 211 При влете цилиндра в такую трубу начальный магнитный поток вытесняется в зазор между цилиндром и трубой. Когда степень сжатия магнитного поля в зазоре становится максимальной, пружинная обмотка разжимается (например, за счет сил давления газов), ее витки замыкаются последовательно, и токи, наведенные в обмотке, текут через нагрузку. При этом на зажимах обмотки возникает достаточно высокое напряжение, обеспечивающее непрерывность тока при разжатии витков. В такой схеме режим предварительного короткого замыкания обмотки реализуется с наибольшей полнотой.

Возможна работа импульсного индукционного преобразователя в режиме ускорителя (двигателя). В таком устройстве (рис. 7.5, δ) цилиндр занимает первоначальное положение, несколько смещенное по отношению к среднему, а в соленоид подается большой импульсный ток (например, с помощью мощного заряженного конденсатора C). Так как быстро нарастающее поле не проникает в цилиндр, линии магнитной индукции искривляются, как показано на рисунке. Сгущение линий у заднего торца цилиндра создает магнитное давление, выталкивающее цилиндр из соленоида с большой скоростью. Такие устройства иногда называют электромагнитными катапультами.

Устройства подобного рода удобно анализировать, используя аналогию между картиной линий магнитной индукции, огибающих непроницаемые для них высокопроводящие тела (в нестационарных режимах), и картиной линий тока несжимаемой жидкости, обтекающей непроницаемые тела с подобными границами. Этот подход позволяет использовать для решения многих электродинамических задач с нестационарными магнитными полями и высокопроводящими телами имеющиеся решения соответствующих гидродинамических задач.

§ 7.3. БЕСКОНТАКТНЫЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ГЕНЕРАТОРЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ЭНЕРГИЮ УДАРНЫХ ВОЛН И ЯВЛЕНИЕ СВЕРХПРОВОДИМОСТИ

В рассмотренных выше параметрических генераторах изменение потокосцепления катушек (и их индуктивностей) обеспечивалось с помощью движущихся твердых проводников, скорость которых ограничена величинами порядка сотен метров в секунду. Кроме того, даже при умеренных скоростях проводников конструкция генераторов относительно сложная, а энергетические показатели хуже, чем у традиционных БЭМ. Поэтому перспективы радикального совершенствования индуктивных параметрических генераторов связаны с увеличением скорости подвижных элементов и упрощением конструкции механических звеньев. Последние свойства могут быть реализованы при использовании в качестве движущегося элемента электропроводного газового поршня, образующегося за фронтом сильной ударной волны.

Если М — число Маха ударной волны, равное отношению скорости фронта волны v_ф к скорости звука a₀ в газе перед волной, 212 r. e. $M = v_{\phi}' a_{o} = v_{\phi}' \sqrt{kRT_{o}}$, то температура T_{1} , давление p_{1} и скорость газа v за фронтом волны при $M \gg 1$ определяются известными формулами:

$$T_{1}/T_{0} \approx 2(k-1)kM^{2}/(k+1)^{2}; p_{1}/p_{0} \approx 2kM^{2}/(k+1); v_{1}/a_{0} \approx 2M/(k+1).$$

$$(7.7)$$

Здесь k — показатель адиабаты газа; R — газовая постоянная; T_0 — температура невозмущенного газа.

Если $M \ge 20 \div 50$, что практически вполне осуществимо, то ударная волна может заметно искажать внешнее магнитное поле благодаря токам, наведенным за ее фронтом. Если, например, M = 20, $T_0 = 300$ K, $a_0 \approx 300$ м/с, $k = k_{cp} = 1,2$ (с учетом процессов диссоциации и ионизации), тогда $T_1 \approx 12\,000$ K, $v \approx 5500$ м/с. Проводимость газа при $T_1 = 12\,000$ K может достигать $10^3 1/(OM \cdot M)$ (при наличии в газе паров щелочных металлов). Если характерные размеры установки составляют метры, то магнитное число Рейнольдса $R_m = 20 \div 50$, что достаточно для существенного изменения внешнего магнитного потока ударной волной и наведения ЭДС в рабочем соленоиде.

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 10⁴ м/с и 10⁴ 1/(Ом·м) соответственно, а параметр R_m может быть доведен до 10³, что обеспечит высокоэффективное генерирование электроэнергии.

В перспективе установки с ударными волнами могут использоваться для получения электроэнергии переменного тока непосредственно от ядерных реакторов. Схема одной из таких гипотетических установок приведена на рис. 7.6. Генератор состоит из длинного цилиндра 1 (например графитового), заполненного газом, содержащим какой-либо делящийся материал (например, ²³⁵U).

Цилиндр окружен бетонным зашитным кожухом 2. Вокруг цилиндра размещен соленоид 3, соединенный параллельно с батареей конденсаторов С 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 и повысить сжать газ концен-



Рис. 7.6. Индукционный генератор на ударных волнах

трацию ²³⁵U ыше 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 ²³⁵U 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 так же, как описанный ранее LC-контур с периодическим изменением L.

Аналогичные устройства могут использоваться в будущем в установках с управляемым термоядерным синтезом, где также возможно образование мощных ударных волн (например, при инициировании реакции синтеза в виде микровзрывов от мощных лазеров).

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 ≥10³, то магнитное поле будет вытесняться из рабочей обмотки, наводя в ней высоковольтные импульсы ЭДС.

Специфической особенностью генераторов на ударных волнах является ослабление ударной волны при входе в область с магнитным полем и возникновение встречно-бегущей отраженной волны. Если магнитные поля очень велики, то может произойти полное отражение ударной волны от зоны с магнитным полем, как от твердой стенки. Поэтому значение магнитной индукции в генераторах с ударными волнами должно быть согласовано с остальными параметрами и ее увеличение не всегда рационально.

Реализация эффективных генераторов на ударных волнах остается проблемой будущего.

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 частично 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. 7.7, *a*). На статоре генератора имеется сверхпроводниковая

обмотка возбуждения 1, созстационарное дающая aĸсиальное магнитное поле, и якорная сверхпроводниковая обмотка, состоящая из 2катушек размещаемых по периферии окружности. Обмотка 1 и катушка 2 изготовлены из сверхпроводника второго рода (например, Nb₃Sn). Ротором гене-3 ратора является лиск



Рис. 7.7. Индукторный (а) и топологический (б) сверхпроводниковые генераторы

из сверхпроводника первого рода (например, ниобия). На наружной части диска 3 имеются прорези 4 и выступы 5. Вся конструкция помещена в криостат и захоложена до необходимых низких температур. Внешнее магнитное поле не превышает критического предела для материала диска, поэтому вследствие эффекта Мейсснера поле не проникает через выступы 5 диска, но свободно проникает через прорези 4.

При вращении диска от внешнего привода напротив каждой катушки 2 находится попеременно то выступ, то прорезь диска, благодаря чему потокосцепление 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.

Другим примером сверхпроводникового бесконтактного генератора является так называемый топологический генератор, который также может быть отнесен 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 второго рода C2, а часть из сверхпроводника второго рода C1 в виде тонкой пластины (рис. 7.7, 6). Ротор генератора содержит магниты M, перемещающиеся сначала над пластиной сверхпроводника C1, а затем — над сверхпроводником C2.

Известно, что у С2 критические магнитные поля, нарушающие сверхпроводящее состояние, велики (4-8 Тл), а у Cl 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 С1 непосредственно под магнитом теряет сверхпроводящее состояние и поток магнита свободно проникает в образовавшееся нормальное «пятно». Благодаря этому при движении магнита на участке аб его поток оказывается сцепленным со сверхпроводниковым замкнутым контуром С1-С2. Когда магнит выходит за пределы контура, он перемещается над С2 (в точке б) и его индукция недостаточна, чтобы перевести С2 в нормальное состояние. Поэтому при выходе магнита за пределы контура потокосцепление У 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 аб. Затем над С1 оказывается следуюший магнит и в контур вводится новая порция потокосцепления. При прохождении вторым магнитом точки б опять ток в контуре скачкообразно изменится для сохранения Ψ. Таким образом можно «закачивать» ток в замкнутый контур С1-С2, а затем использовать накопленную в контуре энергию магнитного поля для различных целей (в том числе и для получения импульсной электрической мощности при переключении контура на активное сопротивление).

Подобный генератор может использоваться как возбудитель в сверхпроводниковом генераторе с вращающимися выпрямителями. Катушка К из сверхпроводника C2 (рис. 7.7, 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 связаность активной зоны считать периодически меняющимся параметром, то принадлежность топологического генератора к параметрическим преобразователям становится вполне обоснованной.

Конструктивно автономные топологические генераторы выполняются так, что пластина С1 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 электромеханического преобразования энергии. В перспективе, когда будут созданы сверхпроводники С2, хорошо работающие в нестационарных режимах, параметры топологических генераторов могут быть существенно улучшены.

§ 7.4. 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 перераспределя-

ются и в цепи с нагрузкой, подключаемой к конденсатору, течет рабочий ток. Выясним некоторые общие закономерности для процессов в емкостном параметрическом генераторе с помощью рис. 7.8, а, на котором изображен конденсатор с переменной емкостью C, напряжением на пластинах u_C и зарядом $q=Cu_C$. Емкость C меняется с помощью некоторой механической системы. Изменение емкости приводит к появлению тока

$$i = dq/dt = Cdu_c/dt + u_c dC/dt. \quad (7.8)$$

Мгновенное значение электрической мощности конденсатора



Рис. 7.8. Конденсатор с переменной емкостью (a) и емкостный генератор (б)

$$u_c i_c = u_c C du_c / dt + u^2 c dC / dt.$$
(7.9)

Энергия электрического поля в конденсатора $W_c = 0.5 C u^2_c$, а соответствующая ей мощность

$$dW_c/dt = u_c C du_c/dt + 0.5u^2 c dC/dt.$$

$$(7.10)$$

Согласно закону сохранения энергии мощность, передаваемая из электрической цепи к механической системе, $P = u_c i_c - dW_c/dt$. С учетом (7.10) и (7.9) имеем

$$P = 0.5u^2 c dC/dt. \tag{7.11}$$

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 $C = \varepsilon S/d$, 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 нагрузке.

Электрическая энергия, генерируемая за время $\Delta t = t_1 - t_2$,

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt = 0.5 \int_{C_1}^{C_2} u_C^2 dC, \qquad (7.12)$$

где C₁ и C₂ — значения емкости в моменты t₁ и t₂ соответственно.

Обычно емкость С 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 прч убывании С напряжение u_c на конденсаторе больше, чем при увеличении С. Благодаря этому происходит непрерывное циклическое преобразование механической энергии в электрическую.



Рис. 7.9. Бесконтактный емкостный генератор с плавающим ротором (а) и развертка его активной зоны (б)

Мошность емкостного генератора, как это следует из (7.11), при прочих равных условиях тем больше. чем больше dC/dt, поэтому должны быть высокоони оборотными. Кроме того, согласно (7.11) мошность гепропорциональна нератора 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 сонзмеримо 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. 7.8,6, где 1 — неподвижные пластины на статоре; 2 — вращающиеся пластины, закрепленные на роторе. Когда пластины I и 2 располагаются напротив друг друга, емкость конденсатора максимальна, если пластины ротора смещены — емкость минимальна.

Электрическая связь с ротором обеспечивается щеточным коштактом 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. 7.9,а, а развертка активной зоны — на рис. 7.9,б. Статор генератора содержит набор радиальных плоских основных пластин 1, попарно противолежащих друг другу, к которым подводится напряжение ис. 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 A (рис. 7.9,6), емкость максимальна С_{тах}, 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 Стах 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. 7.8,6), обеспечив бесконтактную электрическую связь с ротором за счет электронно-коммутационной техники. Мож-

но, например, ток ротора выводить во внешнюю цепь с помошью термоэлектронных пар. которых один электрод нав гревается и испускает электроны, улавливаемые вторым xoлодным электродом, причем один электрод размещается на статоре, а второй — на роторе. Поскольку направление тока ротора периодически меняется при



Рис. 7.10. Электрическая схема емкостного генератора

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, как уже отмечалось, весьма малы (доли или единицы ампер).

Электрические схемы емкостных генераторов могут быть многообразными. На рис. 7.10 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 $R_{\rm H}$ (под напряжением u_2). Работает схема так. Пусть емкость C_1 заряжена, а основная емкость C 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 $R_{\rm H}$, 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 (7.12) за цикл отрицательная, т. е. устройство работает генератором.

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,

$$W = 0.25 (C_{\max} - C_{\min})^2 (U_1 + U_2)^2_{np} / (C_{\max} + C'), \qquad (7.13)$$

где $(U_1+U_2)_{np}$ — предельно допустимое напряжение на емкости C. Соответственно мощность генератора

$$P = pn W/60, \tag{7.14}$$

где *p* — число циклов изменения *C* за оборот; *n* — число оборотов в минуту.

Наилучшими показателями генератор обладает, когда первичное U_1 и вторичное U_2 напряжения соответственно будут

 $U_1 = 0.5 (C_{\max} + C_{\min} + 2C') (U_1 + U_2)_{np} / (C_{\max} + C');$ $U_2 = 0.5 (C_{\max} - C_{\min}) (U_1 + U_2)_{np} / (C_{\max} + C').$

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.

Поскольку удельная энергия для магнитного поля $w_{\rm M} = B^2/(2\mu)$, а для электрического поля $w_{\rm эл} = \varepsilon E^2/2$, 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, $\varepsilon = \varepsilon_0 = 8,86 \times 10^{-12}$ Ф/м равенство $w_{\rm M} = w_{\rm 9л}$ 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 $E \approx (0,5 \rightarrow 1) \cdot 10^8$ В/м (или 50—100 кВ/мм). Для создания таких полей требуются специальные меры, так как в нормальных условиях, например, для воздуха пробивная напряженность $E_{\rm пр} = 3$ кВ/мм. Существенно большие значения *E* могут быть получены 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 $E_{np} \approx 50$ кВ/мм. Однако и в этом случае потери на трение уменьшают КПД генератора до 60% и ниже, чем 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 пробивнея напряженность E_{np} зависит от зазора δ примерно как $E_{np} \sim \delta^{-0.5}$, 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 создагь емкостные генераторы для работы в естественном вакууме с удельной массой $m \approx 0.5 - 1$ кг/кВт и КПД $\eta \approx 95 - 98\%$ при мощностях 10—100 кВт и выходных напряжениях 10—100 кВ.

§ 7.5. БЭМ С УПРУГИМ КРЕПЛЕНИЕМ ПОДВИЖНОГО ЭЛЕМЕНТА

Как отмечалось в гл. 1, помимо щеточного контакта наихудшую надежность в электромеханических преобразователях имеют подшипниковые узлы. Наличие подшипников, кроме того, ограничивает использование преобразователей по допустимым пределам изменения давления, температуры, химического состава окружающей среды и т. п. В этой связи представляют интерес бесконтактные двигатели с упругим креплением подвижного элемента, не имеющие ни щеточных контактов, ни подшипников. Можно ожидать, что интенсивность отказов таких двигателей будет ниже, чем у электрических машин традиционного исполнения, а допустимые пределы изменения параметров окружающей среды, при которых возможна их эксплуатация, существенно расширятся.

Рассмотрим некоторые примеры БЭМ с упругим креплением ротора. Простейший вариант — линейный или дуговой двигатель, у которого подвижный элемент закреплен не с помощью направляющих опор, как в традиционных исполнениях, а с помощью 222 плоской или спиральной пружины. На рис. 7.11 приведен эскиз асинхронного линейного двигателя с таким креплением подвижного элемента. Двигатель 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 эле-



Рис. 7.11. Асинхронный линейный двигатель с упругим креплением подвижного элемента

мента в крайних положениях, в то время как в обычных линейных двигателях для этой цели часто применяются специальные демпферы.

• 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. 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.



Рис. 7.12. Бесподшипниковый двигатель с коническим движением вала

Аналогичным образом упругое крепление ротора осуществляется в синхронных линейных двигателях, линейных двигателях постоянного тока и др. В общем случае подвижный элемент может содержать обмотки с гибкими токоподводами и стальные магнитопроводы.

Заметим, что упругая связь между ротором и статором может использоваться и в обычных электрических машинах с подшипниковыми опорами. Рассмотрим, например, обычный однофазный асинхронный двигатель, у которого ротор и статор связаны упругим элементом с мягкой характеристикой, допускающим вращение ротора в прямом и обратном направлениях с ограниченным ходом (в пределах не менее нескольких десятков оборотов). Очевидно, что, как и линейный однофазный асинхронный 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.

Недостатки линейных двигателей с упругим креплением подвижного элемента связаны с относительно низкими рабочими скоростями из-за необходимости периодически менять направление движения подвижного элемента. Лучшие возможности в этом отношении имеют бесподшипниковые БЭМ с коническим движением вала, у которых инерционные силы в значительной мере сбалансированы, что позволяет реализовывать в них повышенные скорости подвижного элемента. На рис. 7.12 показан один из вариантов такого двигателя. Его подвижный элемент, условно называемый ротором, выполнен в виде диска / с ферромагнитной активной частью и стержня 4 (вала), закрепленного в центре диска. 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 упругого элемента 5, которым может служить резиновая втулка, сильфон, пружина или мембрана и т. п. 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. Катушки 2 питаются от сети постоянного тока через управляемые вентили, так что двигатель может быть отнесен к классу БДПТ (см. § 5.3). В каждой из ветвей, подключаемых параллельно к сети постоянного тока через вентили, находятся две согласно включенные катушки, соответствующие одному нижнему и одному диаметрально противоположному верхнему сердечнику 3. 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 4 описывает круговую траекторию (сканирует) и передает вращательный момент нагрузке. Ротор при этом не вращается вокруг собственной оси. 224

Для увеличения магнитного тяжения наружная часть диска или торцы сердечников имеют скосы, чтобы зазор между диском и притянувшим его сердечником был близким к постоянному.

Конструкция двигателя упрощается, если использовать односторонний индуктор с поочередным включением соседних пар катушек. Однако момент двигателя в этом случае уменьшается.

Возможен режим двигателя, когда действующие на диск силы сбалансированы так, что диск, совершая волнообразные движения, не касается торцов сердечников 3 (режим «парения»). При этом полностью исключаются трение, шумы, ударные вибрации. Если упругая сила элемента 5 соизмерима с магнитным тяжением на диск, целесообразно использовать резонансные эффекты.

Допустима работа двигателя как в непрерывном, так и в шаговом режимах. Двигатель может выполняться с многофазной обмоткой переменного тока, создающей вращающееся магнитное поле, и обмоткой униполярного подмагничивания на наружной части диска.

Рассмотрим основные процессы в двигателе. Пусть бо - средний зазор между диском 1 и сердечниками 3 при среднем (неперекошенном) положении диска; б_{тіп} — минимальный зазор между диском и притянувшим его сердечником при перекошенном положении диска. Если ввести угловую координату ф, отсчитываемую от радиуса диска для бmin, то зазор между перекошенным диском и поверхностью торцов

$$\delta = \delta_{\min} + (\delta_0 - \delta_{\min}) (1 - \cos \varphi), \text{ или}$$

$$\delta = \delta_0 - (\delta_c - \delta_{\min}) \cos \varphi. \qquad (7.15)$$

Зазор между диском и сердечником, соседним по отношению к сердечнику, для которого б-б_{тіп}, будет

$$\delta_1 = \delta_{\min} + (\delta_0 - \delta_{\min}) [1 - \cos (2\pi/N)], \qquad (7.16)$$

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 δ от δι до δmin. Согласно закону полного тока при произвольном & имеем

$$k_{\mu}\delta B_{\delta}/\mu_{0}=Iw, \qquad (7.17)$$

где k_и — коэффициент, учитывающий насыщение стали (k_u>1); Ва-индукция в зазоре; w-число витков одной катушки: Iток в катушке, который предполагается постоянным в период питания катушки. (В дальнейшем действующее значение тока будет связано с частотой питания.)

Если ввести линейную нагрузку катушки A = Iw/l и аксиальный геометрический фактор

$$\lambda = l/D, \qquad (7.18)$$

225

то индукция в зазоре

$$B_{\delta} = \mu_0 A \lambda D / (k_{\mu} \delta), \qquad (7.19)$$

15-77

где *l* — осевая длина катушки; *D* — диаметр средней окружности активной зоны (окружности в зазоре, проходящей через осевые линии катушек).

Сила притяжения диска к сердечнику

$$F \approx (B^2_{\delta}/2\mu_0)S, \tag{7.20}$$

где S- площадь поперечного сечения сердечника.

При перемещении диска за счет магнитного тяжения одного нижнего и одного верхнего сердечника реализуется механическая энергия

$$W = 2 \int_{\delta_1}^{\delta_{\min}} F(-d\delta) = \mu_0 A^2 \lambda^2 D^2 S(\delta_{\min}^{-1} - \delta_1^{-1}) / k_{\mu}^2.$$
(7.21)

Механической силой, действующей на диск со стороны упруго-

го элемента, пренебрегаем, так как она много меньше F. Площадь $S \approx ab$, где $a = \pi D a / N$ — ширина сердечника вдоль окружности диаметром D; $b = \lambda_r D$ — высота сердечника вдоль радиуса; α — коэффициент полюсного перекрытия; $\lambda_r = b/D$ — ра-диальный геометрический фактор. Переходя к безразмерным зазорам, с учетом (7.16) окончательно получаем

$$W = \mu_0 A^2 \lambda^2 D^3 \alpha \pi \lambda_r f(\dot{\delta}_{\min}) / (k_{\mu}^2 N \dot{\delta}_0); \qquad (7.22)$$

$$f(\hat{\delta}_{\min}) = \frac{[1 - \cos(2\pi/N)](1 - \tilde{\delta}_{\min})}{\frac{1}{\delta_{\min}} [1 - (1 - \tilde{\delta}_{\min})\cos(2\pi/N)]}, \quad (7.23)$$

где $\delta_0 = \delta_0 / D$, $\delta_{\min} = \delta_{\min} / \delta_0$.

Энергия 🕅 через конец вала передается нагрузке. Если вал сканирует с частотой n (об/мин), то развиваемая двигателем мощность

$$P = nNW/60 = \mu_0 A^2 \lambda^2 \lambda_r \alpha \pi D^* n f(\tilde{\delta}_{\min})/(60k_{\mu}^2 \tilde{\delta}_0).$$
(7.24)

Момент двигателя

$$M = 30P/(\pi n) = \mu_0 A^2 \lambda^2 \lambda_r \alpha D^3 f(\delta_{\min})/(2k_\mu^2 \delta_0).$$
(7.25)

Удобно выразить мощность двигателя через максимальную индукцию B_{отах} в зазоре б_{тіп}, выбираемую с учетом насыщения стали. Используя (7.19), получим

$$P = \alpha \pi \lambda_r B_{\delta \max}^2 D^* \delta_{\min}^2 \delta_0^* n f(\dot{\delta}_{\min}) / (60\mu_0).$$
(7.26)

В рабочих режимах при поочередной коммутации катушек действующее значение тока I в них будет снижаться по мере увеличения n, так как время включения каждой катушки становится соизмеримым с ее постоянной времени $\tau_{\rm K} = L_{\rm K}/R_{\rm K}$, где $L_{\rm K}$ и $R_{\rm K}$ – средняя индуктивность и омическое сопротивление катушки. Если 226

обозначить через I_0 максимальный ток катушки при $L_{\kappa}=0$ (т. е. $I_0=U_{\kappa}/R_{\kappa}$, где U_{κ} — напряжение на катушке), то можно ввести коэффициент снижения действующего значения тока

$$k_{i} = I/I_{0} = \sqrt{(1/t_{\kappa}) \int_{0}^{t_{\kappa}} (1 - e^{-t/\tau_{\kappa}}) dt.}$$
(7.27)

где_t_к=60/(nN) — время включения катушки.

При соизмеримых $t_{\rm K}$ н $\tau_{\rm K}$ необходимо вводить в числители формул (7.24)—(7.26) множитель $k_{\rm f}^2$.

Достоинство рассмотренного двигателя, помимо отсутствия под- 1 шипников, — высокое быстродействие при запуске, останове, изменении частоты питания катушек. Это связано с отсутствием инерции вращающихся масс.

Анализ механических процессов в двигателе традиционными



Рис. 7.13. Бесподшипниковый насос

методами затруднителен из-за сложности нахождения момента инерции диска, совершающего волнообразные движения. Можно оценивать инерционную силу для одной половины диска, используя непосредственно усредненное ускорение как $F_{\pi\mu}(t) = 0.5 \times$

 $\times M_{\mathfrak{g}} \left[(1/\pi) \int_{0}^{1} dq \varphi \right]$, где $M_{\mathfrak{g}}$ -масса диска, $a = d^{2} \delta/dt^{2} = \omega^{2} (\delta_{0} - \delta_{\min}) \times dq$

 $\times \cos(\varphi - \omega t)$ — его локальное ускорение. Усредняя $F_{\rm HH}(t)$ по времени за период и приравнивая результат к усредненной силе магнитного тяжения на половину диска, легко оценить частоту вращения конца вала 4, при которой диск начинает терять соприкосновение с сердечниками 3.

Существуют разнообразные модификации двигателя с коническим движением вала, содержащие, в частности, индуктор с цилиндрической расточкой, в которой на гибком валу или упругих прокладках закреплен подвижный элемент конической формы, и т. п.

На основе рассмотренного двигателя может быть реализован бесподшипниковый насос, эскиз которого приведен на рис. 7.13. 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. Такой насос может использоваться, например, вместо медицинских роликовых насосов, имеющих большое число вращающихся деталей (обоймы, ролики) и подшипниковые узлы. Для ликвидации влияния магнитного поля на перекачиваемую среду можно разместить камеру 4 вне рабочего зазора, используя диск увеличенного диаметра. Возможна модификация БЭМ с коническим движением вала, в которой на подвижном элементе имеется обмогка с током, взаимо-

Рис. 7.14. Модификация двигателя с коническим лвижением вала

действующим с магнитным ποлем индуктора.

Рассмотрим, например, машину, изображенную на рис. 7.14. Она содержит индуктор 1 с обмоткой 2, 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 соленоидаль-

ная обмотка 7, питаемая постоянным током через гибкие токоподводы. Электромагнитные силы, действующие на диаметральнопротиволежащие участки обмотки 7, направлены в разные стороны, благодаря чему ротор перекашивается и совершает волнообразные движения, как и ротор двигателя, показанного на рис. 7.12. Ограничение амплитуды колебаний ротора и его фиксация 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 Д, коэффициент заполнения зубцовой зоны активными проводниками k₃, плотность тока в проводниках *і*. Индукция, созданная обмоткой индуктора, имеет вид бегущей волны:

$$B = B_{\max} \sin(\omega t - \varphi), \qquad (7.28)$$

где w — угловая частота; ф — текущая угловая координата в активной зоне.

Под действием электромагнитной силы, пропорциональной В, каждый элемент обмотки ротора совершает циклические колебания со скоростью

$$u = u_{\max} \sin(\omega t - \varphi - \beta), \qquad (7.29)$$

где umax — максимальная скорость перемещения; в — сдвиг по фазе между индукцией (электромагнитной силой) и скоростью в каж-228



дой точке, определяемый характером нагрузки и инерционными силами.

Если амплитуда колебаний активной зоны Z_{max} , то с учетом u = dz/dt при синусондально меняющихся u и z имеем

$$u_{\max} = \omega Z_{\max}.$$
 (7.30)

Электромагнитная сила, действующая на элементарный объем активной зоны dQ с диаметром D,

$$dF = jBdQ \approx jB_{\max} \sin(\omega t - \varphi) \Delta k_3 h(D/2) d\varphi; \qquad (7.31)$$

развиваемая объемом dQ механическая мощность

$$dP = udF. \tag{7.32}$$

Интегрируя (7.32) с учетом (7.29)—(7.31) по всему объему активной зоны и вводя безразмерные величины $\ddot{Z}_{max} = Z_{max}/D; \begin{subarray}{l} \dot{\Delta} = \\ = \Delta/D; \begin{subarray}{l} \dot{h} = h/D, получаем выражение мощности двигателя \end{array}$

$$P \approx (\pi^2 n/60) \cos \beta \tilde{Z}_{\max} \Delta \tilde{h} k_3 j B_{\max} D^4.$$
 (7.33)

Если ввести линейную нагрузку для ротора как $A = j \Delta k_3$, то (7.33) примет вид

$$P \approx (\pi^2/60) \cos \beta \tilde{Z}_{\max} \tilde{h} n A B_{\max} D^3, \qquad (7.34)$$

который хорошо согласуется с (1.39).

Динамические показатели машины улучшаются, если обмотку 7 разместить на тонкой сферической обечайке, помещенной в зазор между неподвижными сердечниками индуктора.

Машина, аналогичная двигателю, данному на рис. 7.14, 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.

Главной проблемой при разработке БЭМ с упругим креплением ротора является создание надежных и долговечных конструкций опор. По долговечности упругие опоры пружинного типа существенно уступают подшипникам при нормальных условиях экружающей среды. Однако упругие опоры намного дешевле подшипников, замена их проста, они могуг работать в сложных окружающих условиях, вообще исключающих использование подшипников. В ряде случаев опора может выполняться на основе царнира или кардана, которые не уступают подшипникам по доловечности и надежности.

Приложение І. Предварительная оценка основных показателей автономных синхронных генераторов с предельными механическими нагрузками

При разработке автономных синхронных генераторов значительная рол. отводится оптимизации, требующей, как правило, расчета большого числа вари антов в течение относительно малого времени с учетом как традиционных, та и специфических ограничений, диктуемых согласованием характеристик генера тора и автономной энергоустановки (АЭУ) в целом.

В этой связи возникает необходимость предварительного анализа различ ных типов генераторов и оценок их показателей на базе упрощенного подход с учетом основных требований технического задания. Это позволяет отбират наиболее рациональные варианты решений, а затем проводить их детальный расчет на базе полных методик, непосредственное применение которых при рассмотрении большого числа альтернативных вариантов затруднительно.

Ниже излагаются методики упрощенной оценки основных показателеі автономных синхронных генераторов мощностью от десятков до сотен киловат с обмотками возбуждения или постоянными магнитами на роторе.

Методики построены таким образом, чтобы в них использовались исходные показатели, обладающие наглядным физическим смыслом.

При оценках показателей генераторов с определенным видом охлаждения считаются заданными:

номинальная	актнвная	мощность,	Br.	•				P_{HOM}
число фаз				•				m
коэффициент	мощност	к	÷ •	٠	• •			cos φ
предельная с	жружная	скорость,	м/с .					v_{\max}
характерное	время за	пуска (ме	ханичес	ская	пост	оянна	я	
времени), с		• • •	• •	•	•	•	•	_ T J
максимально	допустим	ая удельна	я мас	са, к	r/ (ĸƁ	·A)		m _{aon}

Оцениваются: размеры активной зоны якоря и габариты, предельная часто та вращения и частота тока, потери и КПД, удельная масса

Генератор с электромагнитным индуктором. Расчетная мощность

$$S = k_E S_{\text{HOM}} = k_E P_{\text{HOM}} / \cos \varphi, \qquad (\Pi.1)$$

$$k_{\mathcal{E}} = \sqrt{\cos^2 \varphi + (\sin \varphi + \ddot{X}_{\sigma a})^2}. \tag{\Pi.2}$$

Предварительно выбирают относительное индуктивное сопротивление рассеяния X^* : $a \approx 0.55 \div 0.15$; индукция в зазоре $B_{\delta} = 0.6 \div 0.8$ Тл; линейная нагрузк $A \approx (2,5 \div 4,5) \cdot 10^4$ А/м. Значения A тем выше, чем интенсивнее охлаждение больше мощность. Предполагается использование воздушного охлаждения ил термоинерционных режимов, а при жидкостном охлаждении значения A могу достигать 6 $\cdot 10^4$ А/м и выше. Диаметр активной зоны и геометрический факто согласно (1.53) и (1.54) будут

$$D = 8aAB_{b}T_{J}/(k_{E}\gamma_{cp}v_{max});$$

$$\lambda = [\gamma^{2}_{cp}v_{max}S_{HOM}/(64\pi T_{J}^{2})] [k_{E}/(aAB_{b})]^{3},$$

где а=0,65÷0,8-коэффициент полюсного перекрытия; уср=уст=7,8·10³ кг/м (в первом приближении можно принять уср равной плотности стали).

Нахождение рациональных значений λ является ответственным этапом дл последующих расчетов, поэтому остановимся на нем подробнее.

Результат, полученный по формуле (1.54) прежде всего необходимо оценил с точки зрения конструктивных соображений. Малые λ ($\lambda \ll 0.3$) приводу к снижению относительного полезного объема машины — объема активной зон по сравнению с объемом конструктивных элементов, лобовых частей обмот и т. п. Можно повысить λ , снижая A и B_{δ} , но генератор при этом будет нед использованным.

Большие λ ($\lambda \ge 4$) сложно реализовать из-за увеличенных прогибов вал и возможного совпадения частоты вращения *n* с критическими значениями *n*_H соответствующими резонансным явлениям. В правильно спроектированной м шине *n* и $n_{\rm NP}$ должны существенно различаться. Значения $n_{\rm NP}$ можно грубо оценить как $n_{\rm NP} \approx 30/y^{0.5}$, где y — статический прогиб вала под действием силы тяжести ротора, определяемый по формулам сопромата. Если, например, $y = -0.01 \text{ мm} = 10^{-5} \text{ м}$, то $n_{\rm NP} \approx 9500 \text{ об/мин}$, что может быть близким к рабочим значениям n для автономных генераторов. Очевидно, при заданном диаметре D значение y тем больше, чем больше λ . При использовании гибких валов (например, в авиационных генераторах) не должны создаваться механические возмущения с циклическими частотами, близкими к резонансным частотам крутильных колебаний ротора $\omega_0 = [GI_n/(II_B)]^{0.5}$, 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 вращающегося ротора; l_n —длина вала, причем $l_B = (2 \pm 4)l$, т. е. l_B тем больше, чем больше λ . С ростом λ значения ω_0 снижаются.

Необходимо также учитывать, что при больших λ усиливается роль силы одностороннего магнитного притяжения $F_{\rm M}$ ротора к статору при неравномерном зазоре, верхний предел которой можно оценить по формуле $F_{\rm M} \approx \approx C \lambda D^2 (\Delta/\delta)$, где $C \approx (2 \div 3) \cdot 10^5$; Δ — экспентриситет; δ — величина зазора. Сила $F_{\rm M}$ невелика в двухполюсных машинах, где эксцентриситет незначительно искажает распределение магнитной индукции в зазоре (искажение $B \delta$ происходит, в основном, из-за полей рассеяния), но в многополюсных машинах сила $F_{\rm M}$ существенна даже при небольших отношениях (Δ/δ) и заметно увеличивает прогиб вала. Сила $F_{\rm M}$ способствует снижению значений $n_{\rm Hp}$.

Большие значения λ приводят к необходимости снижать электромагнитные нагрузки из-за ухудшенных условий охлаждения центральных частей машины, куда затрудняется доступ охлаждающей среды (воздуха, масла и др.).

Из вышесказанного следует, что если значения λ по (1.54) получаются недопустимо большими, можно, например перейти к нескольким машинам меньшей мощности, сопрягаемых с общим приводом. В ряде случаев, когда согласно оценкам λ находится в неприемлемом диапазоне, необходимо скорректировать исходные данные (например, T'_J , v_{max} , вид охлаждения и значения A и Bи т. п.).

После нахождения λ проводится предварительная оценка *m* согласно (1.59):

$$m = k_D^2 k_v k_{\rm R} \gamma [S/(\pi \lambda)]^{1/2} / [4 (\alpha A B_{\delta} v_{\rm max})^{3/2}],$$

где с запасом можно принять $k_D=2$ (считая p=1); $k_{\gamma}=0.8$; $\gamma=8\cdot10^3$ кг/м³; $k_{\kappa}=1.5$ ---1.6.

Если полученное значение *m* удовлетворяет заданному ограничению, можно продолжать расчет дальше, если нет — то можно, например, вместо одного генератора на заданную мощность рассмотреть несколько генераторов с соответствующим снижением мощности единичной машины (см. § 1.3).

Частота вращения генератора

$$n = 60v_{\max}/(\pi D). \tag{II.3}$$

Число пар полюсов p выбирается так, чтобы частота тока f = pn/60 соответствовала нагрузкам генератора. Для высокооборотных конструкций часто принимают p=1.

Полюсное деление и глубина паза якоря соответственно

$$\tau = \pi D/(2p). \tag{\Pi.4}$$

$$h_{\rm n} = A/(j_a k_{\rm nn} b_{\rm n}^{\tilde{s}}), \qquad (\Pi.5)^{\circ}$$

Здесь j_a — плотность тока в якоре, выбираемая при воздушном охлаждении в пределах $j_a \approx (8 \div 16) \cdot 10^6$ А/м² или по (1.49).

$$j_a = \sqrt{C\gamma \ln (1 + \alpha_t \Delta T) / (\rho_0 \alpha_t \Delta t)}$$

для термоннерционных генераторов с заданными значениями Δt и ΔT (см.

231

§ 1.3); k_{nn} — коэффициент исползования паза ($k_{nn} \approx 0,3 \div 0,4$ для круглого провода и $k_{nn} \approx 0,5 \div 0,6$ для прямоугольного провода); $\ddot{b}_n = b_n/t_2 \approx 0,4 \div 0,6$ — относителная ширина паза.

Высота ярма статора

$$h_n = 0.5 \operatorname{ark}_E(B_0/B_n), \tag{\Pi.6}$$

где B_в≈1,2÷1,6 Тл — индукция в ярме.

Расчетный рабочий зазор согласно (1.45)

$$\delta'' = k_{\mu}k_{\delta}\delta = \sqrt{2}\mu_{0}\tau k_{0}k_{ad}A/(\ddot{X}_{ad}\pi B_{\delta}). \tag{\Pi.7}$$

Здесь $k_0 \approx 0,9$ — обмоточный коэффициент; $k_{ad} \approx 0,8 \div 0,95$ — коэффициент формы поля продольной реакции якоря; $k_{\mu} = 1,1 \div 1,3$ — коэффициент насыщения магнитной цепи; $\tilde{X}_{ad} \leq 1,7 \div 2$ — относительное индуктивное сопротивление продольной реакции якоря.

МДС возбуждения при XX и якоря согласно (1.6) соответственно будут $F_{BD} = B_b \delta'' / \mu_0;$ (П.8)

$$F_{a} = m \sqrt{2k_{0}k_{d}} lw/(\pi p) = k_{0}k_{d}AD/(\sqrt{2p}).$$
(II.9)

Кратность увеличения МДС возбуждения при нагрузке (по диаграмме Потье)

$$F_{\rm B}^{*} = F_{\rm B}/F_{\rm B0} = \sqrt{k_{E}^{2} + F_{a}^{*} + 2k_{E}F_{a}^{*} \sin(\varphi + \alpha)}, \qquad (\Pi.10)$$

где $\tilde{F}_a = F_a / F_{p0};$

$$\alpha = \arcsin\left(X_{\sigma a}^{*} \cos \varphi/k_{E}\right). \tag{II.11}$$

Формула (П.10) относится к неявнополюсным машинам. Однако она пригодна и для явнополюсных машин, если требуемая точность нахождения $F_{\rm n}$ ограничивается пределами 5—10%.

Сечение меди обмотки возбуждения на полюс

$$S_{\mathrm{B}} = F_{\mathrm{B}} F_{\mathrm{B}0} / j_{\mathrm{B}}, \tag{H.12}$$

где j_в≈(6÷10) ·10⁶ А/м² — плотность тока возбуждения. Объем меди обмотки возбуждения.

$$Q_{\rm B} = 2S_{\rm B}(l + a\tau) (2p).$$
 (II.13)

Потери на возбуждение

$$\Delta p_{\rm B} = \rho_t j_{\rm B}^2 Q_{\rm B} \approx 4 \rho_t j_{\rm B} (l + \alpha \tau) p F_{\rm B} F_{\rm B0}, \qquad (\Pi.14)$$

где ρ_t — удельное сопротивление меди при температуре t.

....

Объем меди обмотки якоря при отгибе лобовых частей на угол $\vartheta_n = 45^\circ$

$$Q_a \approx \pi h_n b_n k_{nn} (D+h_n) (l+\sqrt{2}\tau).$$
 (II.15)

Отклонения ϑ_{π} от 45° несущественно влияют на Q_a . Потери в обмотке якоря с учетом (П.5) и (П.15)

$$\Delta p_{a} = \rho_{i} j_{a}^{2} Q_{a} = \rho_{i} A_{j} \pi D^{2} [1 + h_{\pi}/D] [\lambda + \pi/(\sqrt{2p})]. \qquad (\Pi.16)$$

Если $h_n/D \ll 1$, то $\Delta p_a \oslash A_j$. Поэтому часто тепловые режимы машины характеризуют произведением A_j , ограничивая его допустимыми значениями (см § 1.3).

Объем зубцов якоря и их масса

$$Q_z = \pi h_{\pi} l \left(1 - \tilde{b}_{\pi} \right) \left(D + h_{\pi} \right); \qquad (\Pi.17)$$

$$M_z = \gamma_{\rm cr} Q_z. \tag{\Pi.18}$$

Считаем с запасом, что коэффициент заполнения пакета сталью для все сердечников равен единице.

Потери в стали зубцов

$$\Delta p_z \approx p_0 k_{\tau z} [B_0 / (1 - \tilde{b}_{\pi})]^2 (f/400)^{1.5} M_z, \qquad (\Pi.19)$$

где p_0 — удельные потери при индукции в зубце $B_z \approx B_b/(1-b_n) = 1$ Тл н f = -400 Га; $k_{rz} = 2$ — технологический коэффициент.

Объем и масса ярма якоря

$$Q_{\pi} \approx \pi l h_{\pi} (D + h_{\pi} + 2h_{\pi}); \qquad (\Pi.20)$$

$$M_{\pi} = \gamma_{or} Q_{\pi}. \tag{\Pi.21}$$

Потери в стали ярма якоря

$$\Delta p_{\rm ff} = p_0 k_{\rm T,ff} (B_{\rm ff})^2 (f/400)^{1.5} M_{\rm ff}, \qquad (\Pi.22)$$

где *k*т.н≈1,4.

Поверхностные потери в роторе

 $\Delta p_{\text{пов}} = \pi Dalk_{\text{пов}} n^{1,5} (\pi DB_0)^2 / \sqrt{Z}.$ (П.23) Здесь $k_{\text{пов}}$ — коэффициент, учитывающий структуру наружной части ротора (для сплошного слоя $k_{\text{пов}} \approx 23,5$); Z = 2pqm— число зубцов якоря; q— число пазов на полюс и фазу ($q \approx 2 \div 4$); пульсации индукции $B_0 \approx B_0(k_0-1), k_0 \approx \approx 1,2 \div 1,4$ — коэффициент зазора, который можно оценить по приближенной формуле

$$k_{\delta} \approx (1 + 10\delta/t_z) / (1 - \dot{b_n} + 10\delta/t_z);$$
 (II.24)

 $t_z = \pi D/Z$.

Механические потери Δp_{Mex} рассчитываются для значений D, l, n и условий охлаждения не принимаются $\Delta p_{\text{Mex}} \approx (0,01 \div 0,05) P_{\text{Hom}}$ (большие значения соответствуют меньшим мощностям). При вентиляционном охлаждении в Δp_{Mex} входят потери в вентиляторе, которые в высокооборотных конструкциях могут быть значительными.

Добавочные потери

$$\Delta p_{\rm H} \approx 0.01 \ P_{\rm HOM}.$$
 (II.25)

KΠД renepatopa

$$\eta = P_{\text{nom}}/(P_{\text{nom}} + \Delta p_a + \Delta p_b + \Delta p_z + \Delta p_n + \Delta p_{\text{nob}} + \Delta p_{\text{mex}} + \Delta p_n).$$
 (Π.26)

Характерное время переходных электрических процессов оценивается по значению постоянной времени обмотки возбуждения при отсутствии демпфирующих контуров $\tau_{\rm B} = L_{\rm B}/R_{\rm B}$, где $L_{\rm B}$ и $R_{\rm B}$ —индуктивность и омическое сопротивление обмотки возбуждения, определяемые очевидными соотношениями $L_{\rm B} \approx \frac{k_{\rm B}}{2} \omega_{\rm B}^2 \Omega_{\rm b}/F_{\rm B0} = \mu_{\rm B} \omega_{\rm B}^2 \alpha \tau l k_{\rm c}/\delta''; R_{\rm B} \approx 2\rho_{\rm t} w_{\rm B}^2 (l+\alpha \tau)/S_{\rm B}$, откуда с учетом (П.8)

$$\tau_{\rm B} \approx \mu_0 \alpha \tau l k_{\rm a} S_{\rm B} / [2 \rho_l \delta''(l + \alpha \tau)]. \tag{\Pi.27}$$

Коэффициент рассеяния полюсов k_{σ} может выбираться в пределах $k_{\sigma} \approx 1,15-1,3$. Характерно, что τ_{B} не зависит от числа витков обмотки возбуж-

Относительное продольное синхронное индуктивное сопротивление

$$\ddot{X}_{a} = \ddot{X}_{ad} + \ddot{X}_{\sigma a}.$$
 (П.28)

Отношение короткого замыкания

OK3 =
$$\vec{X}_{d}^{-1}$$
. (II.29)

Кратность тока КЗ

$$\vec{I}_{\rm R} = \vec{F}_{\rm D} / \vec{X}_{\rm d}.$$
 (Π.30)

Статическая перегружаемость

$$s' = \tilde{I}_{\pi}/\cos\varphi. \tag{\Pi.31}$$

Масса активных материалов: для статора

$$M_{a1} = M_{0a} + M_{z} + M_{a}; \tag{\Pi.32}$$

для ротора

$$M_{n2} \approx k^{\gamma} \pi D^3 \lambda / 4. \tag{\Pi.33}$$

где $M_{on} = \gamma_N Q_a$ — масса обмотки якоря (γ_M — плотность меди); $k_{\gamma} < 1$ — коэффициент учитывает заполнение ротора активными материалами, наличие в ро-233 торе каналов, полостей и т. п.; v — средняя плотность активных материало в роторе.

(В первом приближении $v \approx 8 \cdot 10$ кг/м³, $k \approx 0.7 \div 0.9$.)

Полная масса генератора

$$M = k_{\rm R} (M_{a1} + M_{a2}). \tag{\Pi.34}$$

Здесь k'_н — конструктивный коэффициент, равный отношению полной массі генератора к массе активных элементов основного генератора. Для генераторо с контактными кольцами k'_н≈1,4-1.7 для бесщеточных генераторов (имеющи кроме основной машины возбудитель и подвозбудитель) k'_н≈1,5-2.

Удельная масса

$$\ddot{m} = M/P_{\text{HOM}}.$$
 (П.35)

Значение *т* должно удовлетворять заданному ограничению. В процессе расчета целесообразно оценить значение

$$\ddot{\tilde{X}}_{\sigma a} \Longrightarrow \pi \sqrt{2} \mu_0 A \Sigma \lambda / (mqk_0 B_{\delta})$$
(II.36)

и сравнить его с предварительно выбранным. Удельная проводимость рассеяния учитывающая пазовое, лобовое и дифференциальное рассеяние, приближению оценивается как

$$\Sigma \lambda \approx [h_{\pi}/(3b_{\pi})] + [q/(2p\lambda)] + [t_z/(12\delta')],$$
 (П.37)
где $b_{\pi} = b_{\pi} t_z, t_z = \pi D/Z.$

Если предварительно выбранное и найденное значение $\ddot{X}_{\sigma a}$ сильно отли чаются, необходимо скорректировать расчет.

Генератор с магнитоэлектрическим индуктором. Рассматривается высоко использованный генератор с тангенциально-намагниченными постоянными маг нитами на базе РЗМ.

Расчетная мощность генератора вычисляется по (П.1) и (П.2). В качестви материала для магнитов выбирается один из гостированных материалов типе КС или КСП (см. табл. 2.2) с заданными значениями B_r (Тл) и H_c (А/м)

Оценки проводятся для безразмерных показателей. В качестве масштабоє используются введенные в §§ 2.6 н 2.7 величины: для индукции — B_r ; для напряженности — H_c ; для магнитной проводимости — $H_cl_{\rm M}/(B_rS_{\rm M})$; для напря жения $m_c = 2\pi |\sqrt{2k_0} w | B_r S_{\rm M}$; для тока — $m_i = \pi p H_c l_{\rm M}/(m) |\sqrt{2k_d} k_0 w$).

Здесь $l_{\rm M}$ — длина магнита на полюс, площадь сечения магнита $S_{\rm M} = al$: a — высота магнита по раднусу (рис. 2.22,6); l — осевая длина магнита; ω число витков фазы якорной обмотки. Множитель 2 в формуле для m_e определяется тем, что при тангенциальном намагничивании в каждом полюсном секторе суммируются потоки двух соседних магнитов. Для радиально намагниченных магнитов $m_e = \pi \sqrt{2k_0 \omega f B_r S_{\rm M}}$, объем магнитов $Q_{\rm M} = 2p S_{\rm M} l_{\rm M}$, в то время, кан для рассматриваемой конструкции $Q_{\rm M} = 2p S_{\rm M} (2l_{\rm M})$. Различие связано с тем, что первый случай соответствует последовательному включению смежных магнитов а второй — параллельному. Таким образом, при тангенциальном намагничивании m_e и $Q_{\rm M}$ формально возрастают вдвое. Поэтому основные формулы, полученные в §§ 2.6 и 2.7, верны для обоих типов конструкции ротора.

Характерно, что для проводнмых оценок количественное задание масштабов, кроме B, и H_e, не требуется.

Вначале определяется конструктивная структура ротора с магнитами и рассчитываются относительные магнитные проводимости Λ_{δ} , $\Lambda_{\sigma a}$, Λ_{σ} с использованием безразмерных геометрических параметров, которые имеют наглядный физический смысл и могут легко выбираться на основе обычных инженерных представлений.

Считается, что продолжения боковых граней постоянных магнитов (ПМ) (рис. 2.22,6) пересекаются на днаметре $d' = (1-\alpha)D$, а диаметр внутренней втулки $d=d'+\Delta$, где Δ учитывает технологические факторы. Коэффициент полюсного перекрытия при тангенциально намагниченных магнитах $\alpha \approx 0,6 \div 0,7$. Радиальная высота магнита a = 0,5 (D-d), ее относительное значение

$$\dot{a} = a/(0.5D) = \alpha - \dot{\Delta},$$
 (П.38)

где Δ=Δ/D. Значения Δ, в частности, могут учитывать толщину наружного цилиндра. Допустимо принять Δ∞0,05÷0,15.

Относительная длина (рис. 2.22,6)

$$\vec{L} = (2l_{\rm M}/a) = (1-\alpha)\tau/a = \pi (1-\alpha)/[p(\alpha-\tilde{\Delta})].$$
 (II.39)

Коэффициент заполнения ротора магнитами

$$k_{3M} = 2p(2l_M)a/(\pi D^2/4) = 2(1-\alpha)(\alpha - \Delta).$$
 (II.40)

Относительная магнитная проводимость зазора для одного полюса с учетом масштаба m_{Λ}

$$\tilde{\Lambda}_{\delta} = \Lambda_{\delta} / m_{\Lambda} = [0.5\mu_{0}\alpha \tau l / \delta''] [H_{c}l_{H} / (B_{r}al)] = a\pi \tilde{L} / (8p\ddot{\mu}_{r}\ddot{\delta}'') =$$
$$= a\pi^{2}(1-a) / [8(a-\tilde{\Delta})\ddot{\mu}_{r}\dot{\delta}'' p^{2}].$$
(II.41)

Здесь $\ddot{\mu}_r = B_r/\mu_0 H_c$, $\ddot{\delta}'' = \delta''/D$, $\delta'' = k_\delta k_\mu \delta$ — расчетный рабочий зазор. Можно принимать $\ddot{\delta}'' \approx (5-10) \cdot 10^{-3}$ при $D = 0,03 \div 0,2$ м; $k_\mu k_\delta \approx 1,1-1,4$.

Относительная магнитная проводимость рассеяния ПМ

$$\ddot{\Lambda}_{\sigma} = (k_{\sigma} - 1)\ddot{\Lambda}_{\delta}, \qquad (\Pi.42)$$

где k, — коэффициент рассеяния ПМ (k₂~1,1÷1,3 при холостом ходе). Относительная магнитная проводимость обмотки якоря (см. § 2.6)

$$\tilde{\Lambda}_{\sigma a} = X_{\sigma a}(m_i/m_e) = 4\pi \mu_0 f \omega^2 l \Sigma \lambda m_i / (pqm_e) =$$
$$= \pi^2 (1-a) \Sigma \lambda / [2p(a-\tilde{\Delta}) \mu, mqk_d k_0^2], \qquad (\Pi.43)$$

где $\Sigma\lambda$ — удельная проводимость рассеяния, учитывающая пазовое, лобовое и дифференциальное рассеяние; q=2-4 — число пазов на полюс и фазу, выбираемое согласно общим рекомендациям; $k_d \approx 0.8 \pm 0.9$.

После нахождения А, А, А, Аза согласно (2.30)—(2.32)

$$\begin{split} \ddot{E}_{0} = \ddot{\Lambda}_{\delta} / (1 + \ddot{\Lambda}_{\sigma} + \ddot{\Lambda}_{\delta}); \\ \ddot{I}_{R} = [\ddot{\Lambda}_{\sigma \alpha} + (1 + \ddot{\Lambda}_{\sigma}) (1 + \ddot{\Lambda}_{\sigma \alpha} / \ddot{\Lambda}_{\delta})]^{-1}; \\ f(\ddot{\Lambda}) = \ddot{\Lambda}_{\delta} / \{ (1 + \ddot{\Lambda}_{\sigma} + \ddot{\Lambda}_{\delta}) [\Lambda_{\sigma \alpha}^{*} + (1 + \ddot{\Lambda}_{\sigma}) (1 + \Lambda_{\sigma \alpha}^{*} / \ddot{\Lambda}_{\delta})] \}. \end{split}$$

Зная f(Å), можно сразу найти линейную нагрузку (см. § 2.7)

$$\Lambda = \sqrt{2} p H_c I(l_M/D) / (k_c k_0) = \sqrt{2} p H_c I La / (4k_d k_0). \tag{\Pi.44}$$

С учетом (П.38) и (П.39)

$$A = \pi \sqrt{2} (1-\alpha) H_c I / (4k_d k_0), \qquad (\Pi.45)$$

где

$$I = (\sqrt{1 - u^2 \cos^2 \varphi} - u \sin \varphi) I_{\rm K}$$
. (II.46)

Здесь $u = U_{\text{вом}}/E_0$ — относительное номинальное напряжение генератора. Обычно $u \approx 0.7 \div 0.9$.

Характерно, что в генераторе с радиально намагниченными ПМ при $l_{\rm M}/D=$ =idem имеем $A \sim p$, как это следует из (П.44), а в генераторе с тангенциально иамагниченными ПМ согласно (П.45) значение A формально не связано с p. Это объясняется тем, что во втором случае по мере увеличения p обычно необходимо пропорционально снижать длину магнитов $l_{\rm M}$ в тангенциальном направлении.

Если А превышает допустимые значения, необходимо снизить *I*, например, путем увеличения *u*, что приведет к росту объема магнитов.

235

В случае, когда число полюсов генератора не задано заранее, определяют его рациональные значения. Объем магнитов согласно (2.28)

$$Q_{\rm M} = 120 \, S_{\rm mom} k_d / \left[k_u \pi^2 \rho B_r H_c f(\Lambda) n \right],$$

где

$$k_u = \left[\sqrt{1 - u^2 \cos^2 \varphi} - u \sin \varphi \right] u.$$

Значение f(A) зависит от p, поскольку согласно (П.43) и (П.41) Ascop-2, Аза p-1. Как правило, коэффициент рассеяния k, также сильно зависит от числа полюсов. Если форма магнитов и общая структура магнитной цепи определены, то можно найти связь между k, и p, используя известные формулы, полученные, например, методом вероятных путей потока или с помощью моделирования поля на электропроводной бумаге, в электролитических ваннах и т. п. Поскольку k, и Аз зависят от р, то согласно (П.42) и А, является функцией р. В грубом приближении можно принять, например, что при наличии развитых полюсных наконечников $(k_a-1) \sim p^2$, а без наконечников $(k_a-1) \sim p$. Следовательно, объем магнитов Q_м согласно (2.28), включающей в себя р и $f(\bar{\Lambda})$, зависит от *р* сложным образом. Обычно эта зависимость имеет минимум, которому соответствует оптимальное число пар полюсов popt. Значение popt может находиться из условия $dQ_{\rm M}/dp=0$. Пусть, например, $k_{\rm F}=1+a_{\rm I}p^2$, где a_1 — известный коэффициент. Тогда $\Lambda_{\sigma} = (k_{\sigma} - 1)\Lambda_{\delta} = a_1 p^2 \Lambda_{\delta}$. В свою очередь, и (П.43) имеем $\Lambda t = a_2/p^2;$ согласно (<u>Π.4</u>1) $\Lambda_{aa} = a_3/p$, где $a_2 =$ $= \alpha \pi^2 (1-\alpha) / [8(\alpha - \Delta) \tilde{\mu}_r \delta''], \quad a_3 = \pi^2 (1-\alpha) \Sigma \lambda / [(\alpha - \Delta) \tilde{\mu}_r m q k_d k_0^2].$

Из условия $dQ_{\rm M}/dp=0$ значение $p_{\rm opt}$ находится решением алгебранческого уравнения $(2a_3/a_2)(1+a_1a_2)^2p^4+(1+a_1a_2)^2p^3-a_2(1+a_1a_2)p-2a_2a_3=0$. Так как найденное значение $p_{\rm opt}$ обычно приходится округлять до ближайшего целого числа, а экстремум функции $Q_{\rm M}(p)$ имеет плавный характер, можно находить $p_{\rm opt}$ непосредственно по расчетной зависимости $Q_{\rm M}(p)$.

Согласно (2.34) в (2.35) диаметр активной зоны и геометрический фактор будут

$$D = \pi k_{3M} k_u p B_r H_{cf}(\Lambda) T_s / (\gamma_{cp} k_d v_{max});$$

$$\lambda = \frac{\gamma_{cp}^2 v_{max} S_{mom}}{\pi T_f^2} \{ 2k_d / [\pi k_{3M} k_u p B_r H_{cf}(\bar{\Lambda})] \}^3.$$

Найденное значение λ необходимо оценить с тех же позиций, что и при расчете генераторов с электромагнитным индуктором. Поскольку генераторы с ПМ могут иметь относительно малые рабочие зазоры и повышенное число полюсов, следует большее внимание уделить возможности проявления силы магнитис притяжения $F_{\rm M}$ между ротором и статором при неоднородных зазорах.

Частота вращения определяется по (П.3), а частота тока как f = pn/60. Индукция и напряженность магнита в рабочем режиме находятся следующим образом. Вначале с помощью простых геометрических соотношений, вытекающих из векторной диаграммы на рис. 1.5,6, рассчитывается продольная составляющая тока

$$I_{d} = I_{d} \sqrt{1 - (u \cos \varphi)^{2}},$$
 (II.47)

напряжение $\tilde{U'}$ (на кривой 7 рнс. 2.15)

$$\overset{*}{U'} = \overset{*}{E_0} (\overset{*}{1-I_d'} / \overset{*}{I_R}).$$
 (П.48)

С учетом Е́в=фв по рис. 2.15 определяют

$$\ddot{E_{\delta}} = \ddot{U}' + \ddot{I_{d}} \dot{\Lambda}_{\sigma a}; \qquad (\Pi.49)$$

$$\vec{F}_{\delta} = \vec{E}_{\delta} / \vec{\Lambda}_{\delta}. \tag{II.50}$$

236

Напряженность и индукция магнита

$$\ddot{\tilde{H}}_{\rm M} = \ddot{\tilde{I}}_d + \ddot{\tilde{F}}_{\delta}; \qquad (\Pi.51)$$

$$\vec{B}_{M} = 1 - \vec{H}_{M}.$$
 (II.52)

Полезная индукция магнита

$$\ddot{B}_{n} = \ddot{B}_{M} - \ddot{H}_{M} \ddot{\Lambda}_{\sigma}. \tag{II.53}$$

Индукция в зазоре

$$\ddot{B}_{b} = 2B_{n}a/(\alpha\tau) = 2\rho \ddot{B}_{a}(\alpha - \ddot{\Delta})/(\pi\alpha).$$
 (II.54)

По известным значениям A, B_{δ} , α , p и другим рассчитывают якорную цепь так же, как для генератора с электромагнитным индуктором ($h_{\rm B}$, $h_{\rm R}$, Q_a , Q_z , $Q_{\rm R}$, Δp_a , Δp_z , $\Delta p_{\rm H}$ и т. д.). При этом уточняют значения $\Sigma\lambda$, при необходимости расчет корректируют.

Значение Аса, зависящее от Σλ, связано с относительным параметром

$$\ddot{X}_{\sigma a} = X_{\sigma a} I_{\text{HOM}} / U_{\text{HOM}} = \ddot{\Lambda}_{\sigma a} (m_e/m_i) (I_{\text{HOM}} / U_{\text{HOM}}) = \ddot{\Lambda}_{\sigma a} [\vec{I} / (u\vec{E_0})]. \quad (\Pi.55)$$

КПД генератора оценивают по (П.26), в которой отсутствуют потери на возбуждение. Масса машины определяется по (П.33) и (П.34), затем находится

значение піном, которое должно удовлетворять заданному ограничению.

Особенность упрошенных методик широкое использование относительных величин и параметров. Это, в частности, позволяет рассчитывать основные массо-габаритные и энергетические показатели генераторов без предварительного определения характеристик проводников обмоток, числа витков, задания напряжения, которое непосредственно не входит в расчетные зависимости. Его значение учитывают лишь при выборе коэффициента k_{nn} , существенно зависящего от толщины изоляции в пазу. Требуемое выходное напряжение генератора Uобеспечивается выбором соответствующего числа витков фазы якорной обмотки $w = k_B U / (4k_B k_0 f \Phi_0)$. Сечение проводника находится по току I и значению j_a .

Как показали сравнительные оценки, использование рассмотренных упрощенных методик расчета СГ 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 рассмотренные методики с самого начала учитывают ограничения, связанные с предельными режимами работы генераторов в АЭУ и существенно сокращают время расчета СГ, что позволяет достаточно быстро находить рациональные варианты генераторов для АЭУ, проводить их сопоставление и намечать наиболее удачные инженерные решения с учетом основных требований технического задания. Отбираемые таким образом варианты могут быть объектами последующих детальных разработок.

Примеры расчетов

В качестве примеров были рассчитаны генератор с электромагнитным возбуждением (вариант 1), генератор с ПМ (вариант 2) и термоинерционный генератор с ПМ (вариант 3). Результаты расчетов приведены в табл. П.1. Для всех генераторов $P_{\text{ном}} = 100$ кВт; m = 3; соз $\phi = 0.9$; u = 0.8, $v_{\text{max}} = 120$ м/с; $T_s = 0.5$ с; $k_d = 0.85$; $\tilde{b}_{\text{m}} = 0.5$; $k_{\text{нm}} = 0.4$.

Для варианта 1 принималось $k_{b}k_{\mu} = 1,56$; для вариантов 2 и 3— $k_{b}k_{\mu} = -1,4$; $\Delta = 0,1$; $k_{\sigma} = 1,15$; $B_{r} = 0,82$ Тл, $H_{c} = 0,56 \cdot 10^{6}$ А/м, что соответствует минимально допустимым показателям магнитов из материала КСПЗ7А.

Расчеты показывают, что требование быстрого запуска ($T_J = 0,5$ с) приводит для всех вариантов к относительно большим λ , обеспечивающим малые J. Малое время включения термоинерционного генератора позволяет втрое увеличить j_a и получить наименьшее значение $m_{\pi_0 M}$. При сплошном цилиндрическом

Таблица/П.1

·	1					
Параметры	Обозначе- ния	варпанты		<u> </u>		
	<u> </u>	<u> </u>	<u> </u>	<u>'/</u>		
Время работы, с	∆t	ллят	/ 30			
Температура обмоток, °С	ť	200	200 j	$t_1 = 20$		
Пизието активной зоны м	D	0.095	0.085	$t_2 = 300$ 0.097		
Геометривеский коэффиниент	λ	1.9	2.25^{7}	1,5		
Наружный пиамето. М	D _{rr}	0,19	0.146	0,129		
Sason MM	ð	1.3	0.6	0,7		
Споор, мм Глубина паза мм	h_{π}	17	16	4		
Коэффициент полюсной луги	a	0,65	0,6	0,6		
Число полюсов	2 <i>p</i>	2	6	6		
Число пазов на полюс и фазу	ģ	3	5/3	5/3		
Число зубнов	z	18	30	30		
Частота врашения, об/мин	п	24 125	27 090	23 627		
Частота тока. Ги	f	402	1354	1181		
Линейная нагрузка, А/м	À	4.104	3,78.104	4,35.104		
Индукция в зазоре, Тл	BS	0,7	0,83	0,81		
Плотности тока, А/мм ²	İa	12	12	35,4		
МПС обмотии возбужления А	/= F_	3220	982	1150		
Постоянная времени обмотки воз-	τ3	0,34	_			
буждения, с			• •			
Кратность тока к. з.	$\tilde{I}_{ m K}$	1,42	2,9	2,9		
Относительные индуктивные сопро-	\tilde{X}_{d}	1,9	0.37	0.37		
тивления	x	0 1	0 15	0.114		
	52	95/93	0 5 10 95	1 6/1 /9		
(выбираемая/расчетная)	4 K	2,0/2,0	2,0/2,20	1,0/1,40		
Относительные магнитные проводи-	*		E 65	E 65		
мости	*	_	0,00	0,00		
	V ²	-	0,85	0,85		
	л <u>,</u>	-	0,785	0,5		
Потери (Вт):	⁺a					
в обмотке якоря	Δp_a	2015	1094	3125		
на возбуждение	$\Delta p_{\rm B}$	857		—		
в стали зубцов	Δp_z	207	1928	375		
в стали ярма	$\Delta p_{_{\mathbf{H}}}$	646	1307	842		
поверхностные	Δp_{no3}	2810	3390	3440		
механические	$\Delta p_{\rm Mex}$	5000	5000	2500		
добавочные	$\Delta p_{\rm a}$	1000	1000	1000		
КПД, %	η	89	88	93		
Коэффициент плотности	k,	0,75	0,9	0,9		
Масса активных элементов, кг	A ⁱ a	32	19.1	13,5		
Конструктивный коэффициент	$\frac{k_{u}}{k_{v}}$	14	1.4	1,3		
Полная масса, кг	M	45	27	18		
Улельная масса иг/иВт	*			- 19		
00	m _{HOM}	0,45	0,27	0, ¹⁰		

бандаже поверхностные потери во всех генераторах получаются значительными. Максамальный КПД у термоинерционного генератора объясняется пониженными механическими потерями из-за отсутствия вентилятора. В то же время потери Δp_a у этого генератора наибольшие вследствие высоких j_a . Увеличение потерь Δp_z в варианте 2 связано с ростом f, а снижение Δp_z в варианте 3 с малым объемом зубцов. Наибольшее значение X_{ca} в варианте 2 определяется уменьшением b_{π} и q по сравнению с вариантом 1, а снижение X_{ca} в варианте 3 объясняется малым значением h_{μ} .

Изменение T_J существенно влияет на геометрию и параметры генераторов. Так, если принять $T_J=1$ с, то для варианта 1 при тех же A и B_δ будем иметь D=0,16 м; $\lambda=0,7$; n=14324 об/м; $m_{\rm HoM}=0,6$ кг/кВт, а для варианта 2-D==0,18 м; $\lambda=0,46$, n=12732 об/мин; $m_{\rm HOM}=0,4$ кг/кВт (при $A=4\cdot10^4$ А/м, $B_\delta=0,83$ Тл), поскольку последние две машины имеют относительно малую длину и улучшенные условия охлаждения, в обоих случаях принималось $h_T=0,9$. Видно, что увеличение T_J приводит к росту удельной массы генераторов. Такое же сильное влияние на показатели генераторов оказывает изменение

Такое же сильное влияние на показатели генераторов оказывает изменение v_{\max} . Для вариантов 2 и 3 оптимальные значения числа полюсов, обеспечивающие минимум объема магнитов, $p_{opt} \approx 5 - 6$ при допущении ($k_{\sigma} - 1$) $\backsim p^2$. Для p = 3 объем $Q_{\text{м}}$ возрастает на 15—20% по сравнению с $p = p_{opt}$. Выбор p = 3 соответствует более простой конструкции ротора и умеренным значениям частоты и потерь.

Рассмотренные методики можно использовать и при отсутствии предельных механических нагрузок, когда $v < v_{max}$. В этом случае D находится из основного расчетного уравнения, а λ выбираются в зависимости от числа пар полюсов или находятся по (1.55) при заданных значениях T_J и n. В рамках развитого подхода можно оценить влияние величины расчетного

В рамках развитого подхода можно оценить влияние величины расчетного зазора δ'' на показатели генератора с постоянными магнитами на основе РЗМ и выявить целесообразность применения беспазовых конструкций якоря. Легко показать, что с уменьшением δ'' и соответствующим увеличением Λ_{δ} коэффициент использования $f(\Lambda)$ монотонно возрастает, поэтому требуемый объем магнитов согласно (2.28) уменьшается. Однако зависимость $f(\Lambda)$ от Λ_{δ} имеет насыщающийся характер и $\lim f(\Lambda) = (1 + \Lambda_{ca} + \Lambda_{c})^{-1}$ при $\Lambda_{\delta} \to \infty$. Поэтому для $\Lambda_{\delta} \gg \Lambda_{\tau a}$, Λ_{τ}^{\pm} и $\Lambda_{\delta} > 8 \div 10$ изменение Λ_{δ} (зазора δ'') слабо влияет на $f(\Lambda)$. Повидимому именно в этом случае приобретают практический смысл беспазовые конструкции якоря (см. § 2.8), когда ликвидация зубцового слоя и существенное увеличение δ'' (снижение Λ_{δ}) приводит к незначительному росту объема магнитов. Очевидно, с другой стороны, что переход к беспазовьми укорю нерационален при сильной зависимости $f(\Lambda)$ от Λ_{δ} , что имеет место во многих практических случаях.

Приложение 11. Предварительная оценка основных показателей асинхронной машины с короткозамкнутым ротором

Обычно при расчете асинхронной машины (AM) пользуются хорошо разработанной методикой, основанной на интегральных показателях и параметрах (токах, напряжениях, активных и реактивных сопротивлениях и т. п.).

Для предварительной оценки показателей АМ в ряде случаев можно применять дифференциальный подход, основанный на рассмотрении локальных процессов в активной зоне машины. Такой подход предполагает незначительнуюроль потоков рассеяния, что позволяет рассматривать процессы в активной зоне АМ в одномерной постановке без учета искривлений линий магнитного поля и соответствующих эффектов. Правомерность обсуждаемого подхода обоснована для малых скольжений *s*, когда роль потоков рассеяния незначительна (см. § 1.2), что в ряде случаев реализуется в установившихся номинальных режимах работы АМ. Таким образом, в рамках используемого приближенного подхода механиче ская характеристика реального АД при малых скольжениях s (s 1,05)/заме няется прямой, проходящей через точку, соответствующую номинальному режиму.

Рассмотрим активную зону АМ, состоящую из обмотки статора с инейной нагрузкой A_1 и обмотки ротора с линейной нагрузкой A_2 . Поскольку расчетный зазор 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 х направлена вдоль зазора параллельно линейной скорости ротора, ось у — от ротора к статору вдоль линий индукции основного потока и ось z — вдоль оси машины параллельно токам в обмотках. Аналогичное расположение осей показано на рис. 6.10 для активной зоны АМ с жидкометаллическим рабочим телом.

Как и в § 6.4, будем считать, что любая электромагнитная величина (индукция, плотность тока, электрическая напряженность и др.) описывается уравнением бегущей волны

$$\xi = \xi_{n,e} i^{i(\omega t - kx)}$$

и согласно (6.19).

$$d\xi/dt = i\omega\xi; \ d\xi/dx = -ik\xi,$$

rae $k = \pi/\tau$.

Рассмотрим магнитное поле B₁, создаваемое токами статора с линейной нагрузкой A₁. Заметим, что деление полного поля на поле от токов статора и токов ротора является искусственным приемом, так как в действительности полное поле создается суммарной МДС статора и ротора, однако для приближенных оценок при ненасыщенных стальных сердечниках такой подход допустим в ряде случаев.

Если выделить произвольный контур шириной Δx , охватывающий зазор и проходящий через статор и ротор, то согласно закону полного тока приближенно

$$[B_1(x+\Delta x)-B_1(x)]\delta''/\mu_0=A_1k_0\Delta x,$$

где б["]=k_u k_b - расчетный зазор; k₀ - обмоточный коэффициент для статора. В пределе имеем

$$dB_1/dx = \mu_0 k_0 A_1/\delta'' \tag{II.56}$$

или, переходя к комплексным амплитудам

$$-ikB_{1m} = \mu_0 k_0 A_{1m} / \delta'', \qquad (\Pi.57)$$

откуда

$$\dot{A}_{1m} = -ik\delta' \dot{B}_{1m} / (k_0 \mu_0). \tag{\Pi.58}$$

Соответственно для магнитного поля от токов в короткозамкнутой обмотке ротора

$$-ikB_{2m} = \mu_0 A_{2m} / \delta'' \tag{\Pi.59}$$

(обмоточный коэффициент для короткозамкнутого ротора равен единице) в

$$\dot{A}_{2m} = -ik\delta''\dot{B}_{2m}/\mu_0. \tag{\Pi.60}$$

Электрическая напряженность, определяемая по уравнению Максвелла (6.15), как и в § 6.4, есть

$$\dot{E}_m = -v_1 \dot{B}_m, \qquad (\Pi.61)$$

где $v_1 = \omega/k$ — линейная скорость вращающегося магнитного потока; амплитуда полного магнитного поля

$$B_m = B_{1m} + B_{2m}. \tag{II.62}$$

При режимах работы AM, близких к номинальному, можно считать поток в зазоре и, следовательно, амплитуду индукции постоянными. Примем фазу B_m нулевой, тогда $B_m = B_m = \text{const}$, причем значение B_m можно считать заданным согласно общим рекомендациям. Если, например, известны значения B_b и a, то из условия равенства потоков, создаваемых индукциями B_b и B_m с учетом синусоидального распределения B_m имеем $B_m = 0.5\pi\alpha B_b$. Из закона Ома (6.16) с учетом (П.61)

 $j_{2m} = -\sigma'_2 v_1 s \dot{B}_m,$

где $\sigma_2 -$ усредненная расчетная проводимость вторичной цепи, учитывающая налично боковых короткозамыкающих колец, спаев и т. п. Можно принять $\sigma_2 = k' \sigma_2$, где $\sigma_2 - n$ роводнмость материала стержней обмотки при заданной температуре, $k' \approx 0.6 \div 0.9$ (значение k' очевидно тем больше, чем больше конструктивный фактор λ).

Линейная нагрузка ротора

$$A_{2m} = j_{2m} \left(A_2 / j_2 \right), \tag{\Pi.64}$$

где A₂ и j₂ _ действующие значения, которые могут задаваться с учетом тепловых режимов работы машины, ее конструктивного исполнения и т. п. Имеем с учетом (П.63)

$$A_{2m} = -\sigma'_2 v_1 s B_m (A_2/i_2). \tag{\Pi.65}$$

Приравнивая (П.60) и (П.65) с учетом (П.62), получаем

$$ik\delta''(B_m - \dot{B}_{1m})/\mu_0 = \sigma'_2 v_1 s B_m (A_2/j_2),$$

$$\dot{B}_{1m} = B_m [1 + i B_m (A_2/j_2 \delta'')]$$
(II 66)

откуда

$$\dot{B}_{1m} = B_m [1 + iR_m (A_2/j_2 \delta'')]. \tag{\Pi.60}$$

Магнитное число Рейнольдса (см. § 6.4) $R_m = \mu_0 \sigma'_2 v_{1ST} / \pi$. Соответственно

$$\dot{B}_{2m} = B_m - \dot{B}_{1m} = -iR_m B_m (A_2/j_2 \delta'').$$
 (II.67)

С учетом (П.58) и (П.60) имеем из (П.66) и (П.67)

$$A_{1m} = k\delta'' B_m [R_m (A_2/j_2\delta'') - i] / (\mu_0 k_0); \qquad (\Pi.68)$$

$$A_{2m} = -kR_m B_m (A_2/j_2)/\mu_0. \tag{\Pi.69}$$

Если пренебречь активным сопротивлением первичной обмотки, то полная мощность, потребляемая машиной из сети, приходящаяся на единичную поверхность активной зоны, может быть выражена как

$$S'_1 = 0.5 \ E_c A_{1m},$$
 (II.70)

где E_c — электрическая напряженность, создаваемая сетью и уравновешивающая напряженность E_m. С учетом (П.61)

$$k_0^{-1}\dot{E}_c = -\dot{E}_m = v_1 B_m = \text{const.}$$
 (II.71)

Раскрывая $\tilde{A_{1m}}$ согласно (П.68), из (П.70) получаем

$$S'_{1} = 0.5 \, k \delta'' v_{1} B^{2}_{m} [R_{m} (A_{2}/j_{2} \delta'') + i] / \mu_{0}. \tag{\Pi.72}$$

Действительная часть (П.72) соответствует активной мощности P'_1 , а мнимая часть — реактивной мощности Q'_1 . Тогда

$$P'_{1} = 0.5 \, k v_{1} R_{m} B^{2}_{m} \sigma'_{2} s \, (A_{2}/j_{2}) / \mu_{0} = 0.5 \, v^{2}_{1} B^{2}_{m} \sigma'_{2} s \, (A_{2}/j_{2}). \tag{\Pi.73}$$

$$Q'_1 = 0.5 B^2_m k v_1 \delta'' / \mu_0 = 0.5 \omega \delta'' B^2_m / \mu_0. \tag{II.74}$$

Коэффициент мощности

$$\cos \varphi = P_{1}' / |S_{1}'| = \frac{R_{m}(A_{2}/j_{2}\delta'')}{\sqrt{1 + R_{m}^{2}(A_{2}/j_{2}\delta'')^{2}}}, \qquad (\Pi.75)$$

что согласуется с (6.30). Наличие добавочного члена $(A_2/(j_2\delta''))$ соответствует тому, что зазор и токовый слой на роторе имеют разные границы. Можно считать, что $A_2/j_2 = \Delta$, где $\Delta - условная$ толщина токового слоя, поэтому $A_2/(j\delta'') = \Delta/\delta''$. Множитель $A_2/(j_2\delta'') = \Delta/\delta''$ в (П.75) соответствует переходу к эффективному значению R_m согласно (6.31). При $\Delta = \delta'$ формула (П.75) превращается в (6.30).

Формулу (П.75) можно получить также, считая, что

$$\cos \varphi \approx B_{2m}/B_{1m}; \qquad (\Pi.75a)$$

где B₂m и B_{1m} определяются по (П.66) и (П.67). Справедливость (П.75а) легко показать, используя векторную диаграмму асинхронного двигателя на 16-77 241

(П.63)

рнс. 6.2, а, при условии $X'_2=0$ (соз $\psi_2=1$), $R_1=X_1=0$. В этом случае вектор I'_2 -совпадает с E'_2 и соз $\varphi \approx I'_2/I_1$. Так как магнитные индукции, создаваемые тока-ми первичной и вторичной обмоток двигателя, пропорциональны этим /токам, HIMEEM COS $\phi \approx B_{2m}/B_{1m}$.

Если в (П.73) с учетом (П.63) подставить скольжение

$$s = j_{2m} / (\sigma'_2 v_1 B_m) = \sqrt{2} j_2 / (\sigma'_2 v_1 B_m), \qquad (\Pi.76)$$

70

$$P'_1 = 0.5 v_1 A_{2m} B_m,$$
 (II.77)

а полная активная мощность, потребляемая машиной из сети.

$$P_1 = P'_1 \pi D l = 0.5 v_1 A_{2m} B_m \pi \lambda D^2. \tag{\Pi.78}$$

Полученное выражение для P1 хорошо согласуется с физическим смыслом, поскольку 0.5 А2m Вm есть усредненная во времени электромагнитная сила, действующая на единичную поверхность ротора, а ее произведение на v₁ дает элек-тромагнитную мощность АМ.

Так как $v_1 = 2\tau f = \pi D f / p$, имеем

$$P_1 = \pi^2 f A_2 B_m \lambda D^3 / (\sqrt{2}p), \qquad (\Pi.79)$$

что соответствует основному расчетному уравнению АМ. С учетом (П.78), (П.75), (П.76) и формулы для R_m можем выразить

$$A_1 = \frac{\sqrt{2} B_m p \delta^{\prime\prime}}{\mu_0 k_0 D} \sqrt{1 + \left(\frac{\mu_0 A_2 D}{\sqrt{2} p \delta^{\prime\prime} B_m}\right)^2}; \qquad (\Pi.\delta0)$$

$$\cos \varphi = 1/\sqrt{1 + \left(\frac{\sqrt{2}\,p\delta^{\prime\prime}B_m}{\mu_0 A_2 D}\right)^2}.\tag{(I.81)}$$

Действительное значение соя ф отличается от найденного по (П.81) из-за потоков рассеяния, вызывающих снижение соз ф, и падения напряжения на активном сопротивлении R₁, способствующего увеличению соз ф.

Если обозначить

$$\vartheta = \sqrt{2p} \delta'' B_m / (\mu_0 A_2 D), \qquad (\Pi.82)$$

:TO

$$A_1/A_2 = \sqrt{1+\vartheta^2/k_0}; \tag{\Pi.83}$$

$$\cos \varphi = 1/\sqrt{1+\theta^2}$$
. (П.84)

Электрические потери в обмотке ротора

$$\Delta p_{a2} = j^2 \Delta \pi D l / \sigma'_2 = j_2 A_2 \pi \lambda D^2 / \sigma'_2. \tag{II.85}$$

Подставляя $j_{2m} = \sigma'_{2s} v_1 B_m$ в (П.85) с учетом $A_2 = A_{2m} / \sqrt{2}$, получим $\Delta p_{a2} = 0.5 \ sv_1 A_{2m} B_m \pi D^2 \lambda$, т. е. $\Delta p_{a2} = sP_1$, что хорошо согласуется с известными положениями теории АМ.

По известным значениям А1, Вт, р можно оценить размеры статора и потери в АМ так же, как это делалось в приложении П.1 для синхронной машины.

Введем механическую постоянную асинхронного двигателя, характеризующую время выбега при постоянном нагрузочном моменте, равном номинальному электромагнитному моменту

$$T'_{J} = J\Omega_{1}/M_{\text{HOM}} = J\Omega_{1}^{2}/P_{1}, \qquad (\Pi.86)$$

где Ω_1 — угловая синхронная скорость, J — момент инерции, равный для цилинпрического ротора $J = M_{\rm p} D^2/8$. Значение T'_J в первом приближении характеривует также время запуска двигателя при холостом ходе. В действительности это время $T_{\rm m}$ зависит от внда кривой $M_{\rm SM}(s)$, которая имеет существенно нелинейцый характер при средних и больших s (0,1 $\leq s \leq 1$). Значение $T_{\rm m}$ опре-

деляется известным выражением $T_{n} \approx J\Omega_{1} \int_{s_{NOM}}^{t} \frac{ds}{M_{SM}(s)}$.

Для некоторых типов АД с роторной обмоткой, выполненной из стержней *d ds* 1

круглого сечения, имеем $\int_{SHOM}^{s} \frac{ds}{M_{5M}(s)} \approx \frac{1}{M_{ROM}} (1 - s_{ROM})$

и значения Т'я и Тп будут близкими.

В общем случае можно связать T', и T_п коэффициентом, учитывающим

интеграл

 $\int_{s_{-\infty}}^{s} \frac{ds}{M_{\rm BM}(s)}.$

Значения такого коэффициента могут рассчитываться по типовым характеристикам АД.

С учетом (1.52) н $\Omega_1 = U_1/(0,5D)$ получаем

$$D = 2 \sqrt{\sqrt{2pA_2 B_m T'_J} / (\pi k_{\rm f} \gamma_{\rm cr} f)}. \tag{II.87}$$

Согласно (1.56) масса активных материалов, полная масса и удельная соответственно будут

$$M_a = 0.25 \pi k_D^2 \lambda k_{\rm T} \gamma D^3; \tag{\Pi.88}$$

 $M = k_{\rm H} M_a$;

$$m' = M/P_1 = k_{\rm B} k^2 D k_{\rm I} \gamma_{\rm cr} p / (2 \sqrt{2\pi} f B_m A_2),$$
 (П.89)

где k_D зависит от числа полюсов, $k_{\rm R}$ учитывает массу конструктивных материалов.

Если заданы значения $P_{\text{пом}}$, f, T's и максимально допустимой удельной массы $m_{\text{доп}}$, то оценки основных показателей АМ можно проводить в такой последовательности.

Выбирают *p*, A_2 , j_2 , B_m , исходя из общих рекомендаций. Последние обычно относятся к A_1 , поэтому с учетом (П.83) ориентировочно берут A_2 на 20—40% меньше рекомендованных значений A_1 . Определяют $n_1 = 60 j/p$. По (П.87) находят днаметр ротора D и синхронную скорость $v_1 = \pi D j/p$. Затем оценивают номинальное значение скольжения s по (П.76) и скорость ротора $v = v_1(1-s)$, которая должна быть допустимой по условням прочности ротора. Если $v > v_{max}$ (§ 1.3), то увеличивают p.

Электромагнитная мощность

$$P_{1} \approx P_{\text{Hom}} / (1 - s - \Delta p_{\text{Mex}}^{*}), \qquad (\Pi.90)$$

где

$$\Delta p_{\rm Mex}^{*} = \Delta p_{\rm Mex} / P_{\rm HoM} \approx 0.01 \div 0.06.$$

Согласно (П.79) определяют геометрический фактор

$$\lambda = \sqrt{2\rho P_1} / (\pi^2 f A_2 B_m D^3). \tag{\Pi.91}$$

243

16*

Рациональные значения λ должны согласовываться с соображениями, изложенными в Приложении 1. Поскольку $\lambda \propto P$, при больших мощностях целесообразно использовать несколько двигателей с рациональными значениями λ , работающих на общую нагрузку. Так как рабочие зазоры δ в AД малы, при выборе λ следует учитывать возможность проявления больших сил магнатного притяжения ротора к статору даже при незначительной неоднородности δ (см. Приложение I).

Предварительно оценивают m' по (П.89) и сравнивают ее с заданным предельным значением $m_{доп}$. Находят соз ф и A_1 по (П.80) и (П.81), выбирая δ'/D согласно общим рекомендациям. Если значение A_1 превышает допустимый предел, расчет повторяют для уменьшенных значений A_2 . После этого рассчитывают размеры зубцовой зоны статора, ярма статора, потери и КПД (см.

Приложение I). Для найденных размеров уточняют значение m'.

Пример. Дано $P_{\text{ном}} = 10^4$ Вт, f = 400 Гц, t = 200 °С, $T'_J = 0.2$ с, $m_{\text{доп}} = 1$ кг/кВт. Принимаем p = 2, $A_2 = 2 \cdot 10^4$ А/м, $B_m = 0.7$ Тл, $k_T = 0.9$, $\Delta p_{\text{мех}} = 0.06$, $\Delta p_{\text{д}} = 0.01$ $P_{\text{пом}}$.

Обмотку ротора выбираем алюминиевой, тогда при 200 °C проводимость $\sigma'_2 = 0.8 \sigma_{2t} = 14 \cdot 10^3 (\text{Ом} \cdot \text{M})^{-1}$.

Плотность тока в роторе выбрана $j_2=10^7$ А/м². Получаем D=0.06 м; $v_1=$ =37.7 м/с; s=0.038; v=36.3 м/с; $\lambda=2.62$ при $k_D=1.6$; удельная масса m'==0.8·10⁻³ кг/Вт (предварительная проверка). Выбираем зазор $\delta=0.35$ мм, $\delta''=0.7$ мм; $\ddot{b}_{\pi}=0.6$; $k_{\pi\pi}=0.4$. Согласно оценкам $\cos \varphi=0.737$, $A_1=3\cdot10^4$ А/м, $A_{\pi}=9$ мм, $h_{\pi}=1$ см; $M_{0\pi}=0.94$ кг, $M_{\pi}=1$ кг, $M_{\pi}=2.6$ кг, $\Delta p_{cT\pi}=180$ Вт, $\Delta p_z=157$ Вг, $\Delta p_{a1}=546$ Вг, $\Delta p_{a2}=425$ Вг. КПД $\eta=0.84$, уточненное значение $m'=0.823\cdot10^{-3}$ кг/Вт. Увеличение зазора до 0.5 мм (соответственно $\delta''=1$ мм) приводит к снижению $\cos \varphi$ н росту A_1 : $\cos \varphi=0.61$; $A_1=3.66\cdot10^4$ А/м. Соот-

ветственно снижается значение η и возрастает m'.

Как и для синхронного генератора, можно провести оценки основных показателей АМ для предельных механических нагрузок, когда заданы максимально допустимые значения окружной скорости ротора v_{max} (см. § 1.3). Введем для этого случая понятие механической мощности ротора

$$P_{\text{MCX}} = P_1 - \Delta p_{a2} = P_1 (1 - s). \tag{(II.92)}$$

Так как $v = v_1(1-s)$, то из (П.78)

$$P_{\rm Mex} = 0.5 \pi \sqrt{2} \lambda v A_2 B_m D^2. \tag{II.93}$$

Если теперь определить механическую постоянную АМ как

$$T''_{J} = J\Omega^2 / P_{\text{Mex}}, \tag{\Pi.94}$$

тде $\Omega = v/(0.5D)$ — угловая частота вращения ротора и принять $v = v_{max}$, то из (П.93) и (П.94) следует

$$D = 4 \sqrt{2} A_2 B_m T''_J / (k_{\rm f} \gamma v_{\rm max}), \qquad (\Pi.95)$$

$$s = [1 + \sigma'_2 v_{\max} B_m / ([\sqrt{2}j_2)]^{-1}$$
(II.96)

скорость поля

$$v_1 = v_{\max}/(1-s),$$
 (1.97)

требуемая частота тока

$$f = pv_{max} / [\pi D(1-s)].$$
 (П.98)

Удельная масса с учетом (П.88)

$$m'' = M/P_{\text{Mex}} = k_{\text{R}}k_{2}^{2}Dk_{1}\gamma D/(2\sqrt{2}\sigma_{\text{max}}A_{2}B_{m})$$
 (II.99)

244

$$m'' = 2k^2 {}_D k_{\rm R} T'' {}_J / v^2 {}_{\rm max}. \tag{\Pi.100}$$

Зависимость m'' от электромагнитных нагрузок проявляется через T''_J . Если заданы значения v_{\max} , T''_J , A_{2m} , B_m , P_{\max} , то вначале проводится предварительная оценка m'', затем находятся D, λ из (П.93), s, v, f, cos φ , A_1 , после чего оцениваются размеры статора, потери, КПД и m'' аналогично тому, как это делалось для синхронного генератора.

Подобные приближенные оценки показателей можно провести для генераторного режима работы асинхронной машины.

Обший

1. Вольдек А. И. Электрические машины. — М.: Энергия, 1966. 2. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.

 Бертинов А. И. Авнационные электрические генераторы. — М.: Оборонгиз, 1959.

4. Специальные электрические машины/ Бертинов А. И., Бут Д. А., Алиевский Б. Л. и др. — М.: Энергоиздат, 1982.

5. Электроснабжение летательных аппаратов/ Балагуров В. А., Беседин И. М., Галтеев Ф. Ф. и др. — М.: Машиностроение, 1975.

6. Электротехнический справочник/ Под ред. И. Н. Орлова и др. М.: Энергоиздат, 1981, т. 1 и 2.

7. Балагуров В А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока. — М.: Высшая школа, 1982.

8. Копылов И. П. Электромеханические преобразователи энергия. — М.: Энергия, 1973.

9. Брускин Д. Э., Зорохович А. Е., Хвостов В. С. Электрические машины. Ч. I и II. — М., Высшая школа, 1979.

10. Паластин Л. М. Синхронные машины автономных источников питания. — М.: Энергия, 1980.

11. Апсит В. В. Исторический обзор развития бесконтактных синхронных машин. Бесконтактные электрические машины (БЭМ), Рига, 1970, вып. 9.

12. Бут Д. А. Электрические генераторы для летательных аппаратов. Изд. МАИ, 1976.

К главе 1

1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины (ч. II). — М.: Энергия, 1973.

2. Ермолин Н. П., Жерихин И. П. Надежность электрических машин. — М.: Энергия, 1976.

3. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование элек-трических машин. — М.: Энергия, 1969.

4. Бут Д. А. Электромеханические преобразователи энергии. Изд. МАИ, 1976.

К главе 2

1. Бертинов А. И. Электрические машины авиационной автоматики. Оборонгиз, 1961.

2. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н. Электрические машины с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1964.

3. Электрические машины малой мощности/ Завалишин Д. А., Бардинский С. И., Певзнер О. Б. и др. — М.: Госэнергоиздат, 1963.

4. Постоянные магниты: Справочник/ Под ред. Ю. М. Пятина — М.: Энергия, 1980.

5. Справочник по электротехническим материалам/ Под ред. Ю. В. Кориц-кого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева. — М.: Энергия, 1976, т. 3.

6. Безрученко В. А., Галтеев Ф. Ф. Электрические машины с постоянными магнитами. Итоги науки и техники. - Сер. Электрические машины и трансформаторы. — М.: ВИНИТИ, 1982, т. 5.

7. Осин И. Л., Колесников В. П., Юферов Ф. М. Синхронные микродвига-тели с постоянными магнитами. — М.: Энергия, 1976.

8. Ермилов М. А., Мизюрин С. Р. Расчет магнитоэлектрических синхронных генераторов, Изд. МАИ, 1968.

9. К вопросу использования магнитов из РЗМ в электромеханических системах преобразования энергии/ Бут Д. А., Зечихин Б. С., Куликов Н. И. и др. Межведомственный сборник научных трудов. МЭИ, 1984, № 32.

10. А. с. 669450 (СССР). Электрическая машина/ Бут Д. А. Опубл. в БИ, 1979, № 23.

К главе 3

1. Лищенко А. И. Бесконтактные синхронные машины с автоматическим регулированием возбуждения. — Киев: Наукова думка, 1980.

2. Науменко В. И., Клочков О. Г. Авнационные электрические машины с интенсивным охлаждением. — М.: Машиностроение, 1977.

3. Альпер Н. Я., Терзян А. А. Индукторные генераторы. — М.: Энергия, 1970.

4. Апсит В. В. Синхронные машины с когтеобразными полюсами. — Рига: Изд. Ан. Латв. ССР, 1959.

5. Куцевалов В. М. Синхронные машины в установившихся симметричных режимах. — Рига: Зинатие, 1972.

6. Балагуров В. А. Проектирование генераторов переменного тока с когтеобразными полюсами. Изд. МЭИ, 1980.

7. Исследование, разработка и промышленное производство бесщеточных синхронных двигателей и генераторов в СССР и за рубежом/ Абрамович Б. Н., Амбросов И. К., Амдур М. С. и др. Информэлектро, 1975.

8. Паластин Л. М. Электрические машины автономных источников питания. — М.: Энергия, 1972.

9. Апсит В. В., Даугулис Х. Л. Методика выбора основных размеров синхронной машины с когтеобразными полюсами и внутренним магнитопроводом, БЭМ, 1965, вып. IV.

10. Бут Д. А. Электрические машины с осевым возбуждением. — Электричество, 1980, № 5.

11. Бут Д. А. Модификации коммутаторных генераторов повышенного напряжения. — Электричество, 1981, № 3.

 Вайварс Ю., Скрузитис К. Синхронные бесконтактные электродвигатели для химической промышленности. Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам. — Рига: Зинатне, 1966, т. II.
 Медовар С. Л., Корогодский А. Н. О применении бесконтактных гене-

13. Медовар L. Л., Корогодский А. Н. О применении бесконтактных генераторов в электрооборудовании тракторов. Труды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим машинам. — Рига: Зинатне, 1966, т. 1.

14. Даугулис Х. Л. Генераторы для электроснабжения железнодорожных вагонов, БЭМ, 1970, вып. 9.

15. Даугулис Х. Л., Куркалов И. И. Исследование генератора для электроснабжения вагонов ГЭВ-1. БЭМ, 1972, вып. 11.

16. Ковамок Л. А. Экспериментальные исследования опытных образцов бесконтактных электродвигателей унифицированной серин типов СДП 31-4, СДБ 41-4; СДП 81-4. БЭМ, 1976, вып. 15.

17. Туманов В. И. Развитие конструкции бесконтактной синхронной машины с внешнезамкнутым потоком и области ее применения. Труды ВНИИЭМ, 1969, т. 30.

18. Мурыгин А. И. Предварительный выбор основных размеров якоря торцевых бесконтактных синхронных машин. БЭМ, 1972, вып. 11.

19. Энергетические установки космических аппаратов/ Подшивалов С. А., Иванов Э. И., Муратов Л. И. и др. — М.: Энергоиздат, 1981.

20. Шаров В. С. Высокочастотные и сверхвысокочастотные электрические машины. — М.: Энергия, 1973.

21. Домбур Л. Э. Гармонический анализ и коэффициенты магнитных полей якоря индукторной машины. БЭМ, 1965, вып. 4.

К главе 4

1. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф. Авиационные генераторы переменногс тока комбинированного возбуждения. — М.: Машиностроение, 1977.

2. Андреев В. Г., Зечихин Б. С., Радько М. С. Бесконтактные синхронные генераторы с внутризамкнутым магнитопроводом. Изд. МАИ, 1970.

3. Андреев В. Г., Зечихин Б. С., Радько М. С. Бесконтактные синхронные генераторы с комбинированным возбуждением. Изд. МАИ, 1972.

4. Петраков М. Д. и др. Характеристики индукторного генератора с по стоянными магнитами в пазах индуктора, БЭМ, вып. 14, 1975. 5. А. с. 752646 (СССР). Электрический генератор переменного тока/ Бут Д. А. Опубл. в БИ, 1980, № 28.

К главе 5

1. Электрические машины в тяговом автономном электроприводе/ Андре-ев Ю. М., Исаакян К. Г., Машихин А. Д. и др.; Под ред. А. П. Пролыгина.— М.: Энергия, 1979.

2. Вентильные двигатели и их применение на электроподвижном составе/ Тихменев Б. Н., Горин Н. Н., Кучумов В. А., Сенаторов В. А. — М.: Транспорт, 1976.

3. Поспелов Л. И. Конструкции авиационных электрических машин. Энергоиздат, 1982.

4. Бертинов А. И., Лотоцкий В. Л. Бесконтактные электрические машины постоянного тока. Информэлектро, 1967. 5. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного

гока. — М.: Наука, 1979.

6. Глебов И. А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. — М.:

Наука, 1979. 7. Глебов И. А., Кашарский Э. Г., Рутберг Ф. Г. Синхронные генераторы в электрофизических установках. — М.: Наука, 1977.

8. Балагуров В. А., Гридин В. М., Лозенко В. К. Бесконтактные двигатели постоянного тока. — М.: Энергия, 1975.
 9. Волков Н. И., Миловзоров В. П.Электромашинные устройства автомати-

ки. — М.: Выстая школа, 1978. 10. *Дубенский А. А.* Бесконтактные двигатели

постоянного тока. — М.: Энергия, 1967. 11. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразователей

гехники. — М.: Высшая школа, 1980.

12. Глинтерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных ста-гических преобразователей. — Л.: Наука, 1970.

13. Справочник по преобразовательной технике/ Под ред. И. М. Чиженсо. — Киев: Техника, 1978.

14. Расчет синхронных генераторов и трансформаторов при импульсной на-рузке на емкостный накопитель энергии/ Мизюрин С. Р., Резников С. Б., Се-

риков В. А., Бочаров В. В. — М.: МАИ, 1974. 15. Бут Д. А., Мизюрин С. Р. Системы генерирования электроэнергин ле-гательных аппаратов. — М.: Изд. МАИ, 1982.

К главе 6

1. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов/ Постни-ков И. М., Новиков А. В., Прокофьев Ю. А. и др. — Киев: Наукова Думка, 1977.

2. Балагуров В. А. Проектирование авиационных генераторов переменного гока, — М.: Йзд. МЭИ, 1975, ч. III.

3. Торопцев Н. Д. Авиационные асинхронные генераторы. — М.: Транспорт, 1970.

4. Алюшин Г. Н., Торопцев Н. Д. Асинхронные генераторы повышенной частоты. — М.: Машиностроение, 1974.

5. Красношапка М. М. Асинхронно-синхронные машины каскадного типа. Груды III Всесоюзной конференции по бесконтактным электрическим маши-

нам. — Рига: Зинатне, 1976, т. II. 6. Вольдек А. И. Индукционные магнитогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. — Л.: Энергия, 1970.

7. Лиелпетер Я. Я. Жидкометаллические видукционные МГД-машины. — Рига: Зинатне, 1969.

9 Анагие, 1903.
8. Тезисы докладов Всесоюзного научно-технического семинара «Применение МГД-насосов и МГД-дросселей в народном хозяйстве» (Москва, ВДНХ, 1975) — Л:: НИИЭФА им. Ефремова, 1975.
9. Свечарник Д. В. Линейный электропривод. — М.: Энергия, 1979.
10. Соколов М. М., Сорокин Л. К. Электропривод с линейными асинхрон-иматически и страна.

ными двигателями. — М.: Энергия, 1974.

11. Бут Д. А. Магнитогидродинамические устройства энергетических установок. — М.: Изд. МАИ, 1973.

12. Перспективы применения асинхронных вентильных стартер-генераторов с короткозамкнутым ротором в автономных системах электроснабжения/ Костылев М. Л., Скороспешкин А. И., Дудышев В. Д. и др. — Электротехника, 1980, № 2.

К главе 7

1. Алексеев Г. Н. Непосредственное превращение различных видов энергии в электрическую и механическую. — М.: Госэнергоиздат, 1963.

2. Преобразование тепла и химической энергии в электроэнергию в ракет-ных системах: Пер. с англ. / Под ред. В. А. Кириллова и А. Е. Шейндлина. — М.: Иностранная литература, 1963.

3. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники — М.: Энергия. 1969, q. III.

4. Мандельштам Л. И. Собр. соч. Изд. АН СССР, 1950, т. II. 5. А. с. 664264 (СССР). Электрический генератор/ Бергинов А. И., Бут Д. А. Опубл. в БИ, 1978, № 21. 6. А. с. 337895 (СССР). Импульсный электродинамический генератор/ Бергинов А. И., Буг Д. А. Опубл. в БИ, 1972, № 15.

7. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. -- М.: Мир. 1972.

8. Казовский Е. Я., Карцев В. П., Шахтарин В. Н. Сверхпроводящие маг-нитные системы. — М.: Наука, 1967.

9. 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. 10. Мизюрин С. Р., Кузнецов Е. А., Майоров С. В. Параметрический дви-гатель возвратно-поступательного движения. — Труды МАИ/ Оборонгиз, 1961, вып. 133. (Исследование специальных авнационных электрических машин.)

11. Бут Д. А., Куликов Н. И. Электродвигатели с упругим креплением ротора. — Электричество, 1983, № 9.

12. Бут Д. А. Вход ударной волны со скачком проводимости в поперечное магнитное поле. — Магнитная гидродинамика, 1970, № 6.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

— самолетный

Вариконд 67, 183 Вентиль полупроводниковый 133 Возбудитель 74, 76, 202 асинхронный 74 — синхронный 75 Волна бегущая 187 — взрывная 213 - ударная 212, 213 Выпрямитель вращающийся 73, 77, 78 несимметричный 80 - неуправляемый 78, 135 трехфазный мостового типа 136 - с нулевым выводом 136, 139 управляемый 78, 81, 135 Генератор асинхронный 177 — — вентильный 184 — — каскадный 182 бесконтактный импульсный 210 бесщеточный 76, 81, 83 вентильный 135, 147 — Гюн 102 импульсный индукционный 210 — индукторный 112 — сверхпроводниковый 215 - индукционный на ударных волнах 213 — каскалный 202 коммутаторный 103, 115, 131 консольный 92, - маховичный 83, 93 — опорный 124 параметрический 205 — — емкостной 217 — — индуктивный 207, 208 - с активным валом 127 250

 с вращающимся выпрямителем 83, 85 — синхронный 13, 15 - с комбинированным возбуждением 120, 123, 127 - с осевым возбуждением 115 топологический 215 Глубина проникновения 193, 201 Датчик нагрузки 153 положения 153 — — потока магнитного 161, 167 — — ротора 153, 161, 166 Двигатель 10 асинхронный 24 — с короткозамкнутым ротором 173— — со сплошным ротором 197, 200 бесконтактный постоянного тока 153, 155 — бесподшипниковый 223 бесшеточный 83 – линейный 197 асинхронный 197, 198 – параметрический 209 редукторный 106 Диаграмма векторная 13 — асинхронного генератора 177 — — двигателя 174 — бесконтактного двигателя постоянного тока 159, 165 — синхронного генератора 13, 140 — — двигателя 18, 158 - временная ЭДС и токов 140, 144, 155 круговая асинхронной машины 23

· •

— рабочая постоянного магнита 49, 54 Диод 133 Домен 33

Защита выпрямителя вращающегося 78 Звено регулировочное 121 Зона зубцовая 101, 102 — гребенчатая 101

Инвертор 153, 155 Индукция насыщения 34 — остаточная 34

Катапульта электромагнитная 212 Коллектор 132 Коммутация 137, 138, 139 — естественная 136, 155

- искусственная 155, 158, 184
- машинная 155

Контакт щеточный 6 Контур демпфирующий 44

- колебательный 206
- резонансный 68

Коэффициент заполнения ротора магнитами 53

- использования 107, 148
- — вентильного генератора 144, 145
- -- -- магнитов 53
- передаточный 143
- преобразования выпрямителя 82, 149
- приведения 21, 194
- рассеяния 58, 88, 94
- формы кривой размагничивания 38

Кривая размагничивания 36, 38, 46, 49

Линия возврата 37, 42, 47, 51

Магнит постоянный 32, 35, 40, 45, 119, 127, 129 Масса удельная 30, 31 Материал магнитомягкий 34, 35 — магнитотвердый 34 — редкоземельный 32, 40, 59, 63 Машина бесконтактная асинхронная 20, 172 ---- c жидкометаллическим рабочим телом 185 -- каскалная 202 параметрическая 205 — — емкостная 206 — индуктивная 206 -- постоянного тока 132 синхронная — — c потоком внешнезамкнутым 86.91 — — — — внутризамкнутым 92, 93 с вращающимся выпрамителем 73, 83 - с когтеобразными полюсами 86 - с осевым возбуждением 112 - с постоянными магнитами на роторе 32 - с упругим креплением подвижного элемента 222 торцовая 95 — — двухпакетная 95, 96 Машина индукторная 98 одноименнополюсная 99, 100 разноименнополюсная 100, 101 с гребенчатой активной зоной 101 двойным аксиальным зазором 104 - с двусторонним возбуждением 100 - с осевым возбуждением 112 Метод Балагурова 180 — контурных токов 180 расчета по огибающей 148 — узловых потенциалов 122

Нагрузка линейная 25, 27

Накопитель емкостный 147 — — вращения 154 Насос бесподшипниковый 227 — — неискаженная 138 — винтовой 195 189. электромагнитная удельная — линейный 195 201 — — плоский 195, 194 Система относительных единиц 45 — — цилиндрический 194 Стабилизация напряжения 67, 119 — магнитороторный 197 - постоянных магнитов 43 частоты 182 Обмотка возбуждения 9, 72, 74, 86, Схема выпрямления 146, 147 92, 93, 95, 98, 103, 154 — — двойная трехфазная — — сверхпроводниковая 215 несимметричная мостовая — подмагничивания 69, 120, 127, 130, сдвоенная трехфазная 183 — — с нулевым выводом успоконтельная 8, 62 — — трехфазная мостовая якоря 9, 59, 73, 76, 98 шестифазная с нулевым выводом замешения Петля гистерезиса 34 — асинхронного генератора 178, Подвозбудитель 76, 203 180 Постоянная времени механическая 29 — асинхронной машины 22, 193 — — магнитной цепи 89, 121, 56 Принцип обратимости 135 — синхронной машины 18 - каскадного генератора 203 Реактор 91, 213 Регулятор возбуждения автоматический 79 Температура Кюри 33 — — электронный 80 Тиристор 134 напряжения 83 Транзистор 134 полупроводниковый вибрацион-Трансформатор вращающийся 74 ный 131 — с варикондами 67 Угол запаса запирающей способности Резонанс 68, 208, 209 вентиля 157, 161 Ротор звездообразный 60 — коммутации 137, 161 когтеобразный 61 нагрузки 14 — сплошной 197 — опережения 156, 161 с призматическими магнитами 62 — управления 137 Уравнение кривой размагничивания Сверхпроводимость 212, 214 45 Сексин 94 — Максвелла 186 Сельсин бесконтактный 167, 169 основное расчетное 25 Сила коэрцитивная 34 — Парка — Горева 17 — — фиктивная 37 Усилитель магнитный 79 электродвижущая — — асинхронная 78 Фактор геометрический 25, 29 252
Характеристика внешняя — — генератора 16 — — — асинхронного 182 — — — вентильного 143 — — — синхронного 16 — — — с комбинированным B03буждением 124 ___c постоянными магнитами 65 — — инвертора 160 — вольт-амперная 68, 134 механическая 162, 165, 174 — двигателя асинхронного 174 — двигателя бесконтактного 171 — постоянного тока 162 - напор-расходная 196 — рабочая 174

— двигателя асинхронного 174

— мощностная 65

регулировочная

— генератора асинхронного 182

 — генератора с комбинированным возбуждением 124

Число магнитное Рейнольдса 186, 208, 214

Шунт магнитный 121, 127

Эффект краевой 192, 199

— поверхностный 193

— — поперечный 192

- — продольный 192
- Мейсснера 215

Якорь беспазовый 59, 171

оглавление

Предисловие	. 3
Глава 1. Общие сведения о бесконтактных электрических машинах . § 1.1. Проблема создания бесконтактных электрических машина . § 1.2. Классификация БЭМ и их физическая структура § 1.3. Особенности массогабаритных характеристик БЭМ	. 6 . 6 . 8 . 24
Глава 2. Бесконтактные электрические машины переменного тока с г стоянными магнитами на роторе	10- . 32
 § 2.1. Общие положения § 2.2. Природа ферромагнитных материалов § 2.3. Процессы намагничивания магнитотвердых материалов и их праметры § 2.4. Совместная работа постоянного магнита с внешней магнитной цеп 	алана 12- 50-40
 \$ 2.5. Стабилизация постоянных магнитов и их защита от нестациона ных размагничивающих эффектов \$ 2.6. Система относительных единиц. Оптимальное использован магнита 	ар- 43 ие 45
 \$ 2.7. Рабочая диаграмма магнита в синхронной БЭМ. Схема замещен БЭМ с постоянными магнитами \$ 2.8. Конструкция синхронных машин с постоянными магнитами. \$ 2.9. Особенности синхронных БЭМ с постоянными магнитами. \$ 2.9. Особенности синхронных БЭМ с постоянными магнитами. 	ия 49 59 ш-
стоянными магнитами	64 70
Глава 3. Бесконтактные электрические машины с обмотками возбужден	ия 72
 § 3.1. Общие положения § 3.2. Бесконтактные синхронные машины с вращающимся выпрямия лем (бесщеточные электрические машины) § 3.3. Бесконтактные синхронные машины с коттеобразными полюса: § 3.4. Инлуктооные машины 	. 72 ге- ми 86 98
§ 3.5. БЭМ с осевым возбуждением	112
Глава 4. Бесконтактные электрические машины с комбинированным во бужденим	. 119
§ 4.1. Общие положения § 4.2. Синхронные генераторы с комбинированным возбуждением § 4.3. Индукторные генераторы с комбинированным возбуждением	119 120 129
Глава 5. Бесконтактные электрические машины постоянного тока	. 132
§ 5.1. Общие положения	. 132 . 135 . 153
<i>Глава 6.</i> Асинхронные и каскадные бесконтактные электрические маши	ны 172
 § 6.1. Общие положения J § 6.2. Асинхровные двигатели с короткозамкнутым ротором J § 6.3. Асинхровные генераторы § 6.4. Асинхронные машины с жидкометаллическим рабочим телом § 6.5. Линейные асинхронные двигатели и двигатели со сплошным ротор § 6.6. Каскадные БЭМ 	172 173 177 185 ом 197 202

. .

254

5

Глава	7. Б	ескон	ітактн	ые	эле	ктрі	ичес	кие	ма	шин	ы	нет	рад	ицк	ОННІ	ых	тип	OB	205
§ 7.1. § 7.2.	О <mark>бщ</mark> и Индун	е по. Стивн	ложен ные п	ния ара:	метр	нче	ские	9 Ма	ашн	ны	·	:	•	•	•	•	÷	•	205 205
§ 7.3.	Беско	нтак	тные	nap	аме	трич	еск	ке	гене	рато	оры	, 1	аспо	льз	уюш	цие	эне	p-	
	гию у	дарн	ых в	олн	И	явле	ние	CB	epxn	ров	оди	мост	н	•	•		•		212
§ 7.4.	Емкос	тные	е пар	амет	грич	ески	ie r	енеј	рато	ры	•	•	•	•	-	•	•	•	217
§ 7.5.	БЭМ	c yn	іругим	і кр	епле	ение	M I	юдв	ижн	ioro	эл	емег	іта		•	•		-	222
Прило	эжение	e 1		•		•		•			٠	•	•	•	•	-		•	230
Прило	ожение	e 2	• •	•		•	•	•	•		•	•	•	•	•	•	•	•	239
Списо	к лите	рату	ры.	•		•		•	•	•	٠	•	•	•	•	-	•	•	246
Преды	етный	ука	зател	ь.	•				•					•					250

Дмитрий Александрович Бут

БЕСКОНТАКТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Заведующая редакцией Н. И. Хрусталева Редактор В. И. Петухова Младший редактор Т. Ф. Артюхина Художественный редактор В. И. Мешалкин Художник А. А. Акимов Технический редактор Э. М. Чижевский Корректор В. В. Кожуткина

ИБ № 4825

Изд № стд 425 Сдано в набор 23.03.84 Подонсано в печать 19.07.85. Т-11654 Формат 60×90/₁₆ Бумага кн.-журн. № 2 Гарнитура литературнал Печать высокая Объем 16 усл. печ. л. 16 усл. кр.-отт. 17,67 уч.-изд. л. Тираж 12 000 экз. Зак. № 77 Цена 1 р. Издательство «Высшая школа». 101430, Москва, ГСЛ - 4, Неглинная ул. д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революдни и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образдовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, М-54, Валовая, 28